



TITLE:

高速大容量移動通信のための時空 符号化による周波数利用効率向上 に関する研究

AUTHOR(S):

吉田, 進

CITATION:

吉田, 進. 高速大容量移動通信のための時空符号化による周波数利用効率向上に関する研究. 2003

ISSUE DATE:

2003-03

URL:

<http://hdl.handle.net/2433/79555>

RIGHT:

p.67-104は学術雑誌掲載論文の抜き刷り、出版社に著作権許諾が得られていないため未掲載。

高速大容量移動通信のための時空符号化 による周波数利用効率向上に関する研究

(課題番号 13450157)

平成13～14年度科学研究費補助金 (基盤研究 (B)(2))
研究成果報告書

平成15年3月

研究代表者 吉田 進
(京都大学大学院情報学研究科 教授)

高速大容量移動通信のための時空符号化 による周波数利用効率向上に関する研究

(課題番号 13450157)

平成13～14年度科学研究費補助金 (基盤研究 (B)(2))
研究成果報告書

平成15年3月

研究代表者 吉 田 進
(京都大学大学院情報学研究科 教授)

は し が き

本報告書は平成 13 年度から平成 14 年度までの 2 年間にわたり、科学研究費補助金 (基盤研究 (B)) により行った「高速大容量移動通信のための時空符号化による周波数利用効率向上に関する研究」(課題番号 13450157) の研究成果をまとめたものである。この研究は下記の研究組織および研究経費によって実施された。

研究組織

研究代表者: 吉田 進 (京都大学大学院 情報学研究科 教授)
研究分担者: 村田 英一[†] (東京工業大学大学院 理工学研究科 助教授)
研究分担者: 廣瀬 勝一 (京都大学大学院 情報学研究科 講師)
[†] 平成 14 年 3 月までは京都大学大学院 情報学研究科 勤務

研究経費

平成 13 年度	7,500 千円
平成 14 年度	5,000 千円
計	12,500 千円

高速大容量移動通信のための時空符号化 による周波数利用効率向上に関する研究

(課題番号 13450157)

平成 13～14 年度科学研究費補助金 (基盤研究 (B)(2))
研究成果報告書

目 次

1. 研究発表..... (3)
2. 研究成果..... (7)
3. 主要論文..... (65)

研 究 発 表

(1) 学会誌・国際会議

- [1] 村田 英一, 塚本 悟司, 富里 繁, 松本 正, 吉田 進, “FPGA を用いて実現したトレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラのリアルタイム室内伝送実験,” 電子情報通信学会論文誌 B, J84-B, no. 7, pp. 1226–1232, July 2001.
- [2] Anass Benjebbour, Hidekazu Murata, Susumu Yoshida, “Performance of iterative successive detection algorithm for space-time transmission,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2001-Spring), Rhodes, Greece, pp. 1287–1291, May 2001.
- [3] Hidekazu Murata, Susumu Yoshida, “Performance of multiuser detection with trellis-coding for space-time transmission,” Proc. of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2001), San Diego, pp. C-144 – C-148, Sept. 2001.
- [4] Anass Benjebbour, Hidekazu Murata, Susumu Yoshida, “Comparison of ordered successive receivers for space-time transmission,” Vehicular Technology Conference (VTC2001-fall), Atlantic City, Oct. 2001.
- [5] Anass Benjebbour, Susumu Yoshida, “Novel semi-adaptive ordered successive receivers for MIMO wireless systems,” Proc. of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2002), Lisboa, Portugal, Sep. 2002.
- [6] Toshiaki Koike, Hidekazu Murata, Susumu Yoshida, “Experimental study of multi-user detector with trellis-coding for microcellular radio,” International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Honolulu, Hawaii, pp. 1252–1256, Oct. 2002.
- [7] 村田英一 “無線通信用 MIMO チャネル伝送技術,” 電子情報通信学会誌, vol. 86, no. 3, pp. 215–217, Mar. 2003.

(2) 口頭発表

- [8] 村田 英一, 吉田 進, “時間空間伝送による無線通信の周波数利用効率改善,” YRP 移動体通信産学官交流シンポジウム 2001, pp. 76-77, July 2001.
- [9] 村田 英一, 吉田 進, “TCC 技術を拡張した時間空間伝送による高速大容量無線通信,” 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-32, Sept. 2001.
- [10] シン キ ユン, 菊池 慎吾, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化変調による時間空間伝送の特性改善効果,” 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-33, Sept. 2001.
- [11] 菊池 慎吾, 村田 英一, 吉田 進, “TCC 技術を用いた時間空間伝送におけるブランチメトリク演算削減に関する検討,” 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-34, Sept. 2001.
- [12] 菊池 慎吾, 村田 英一, 吉田 進, “TCC 技術を適用した時間空間伝送の MIMO チャネルにおける特性,” 情報理論とその応用シンポジウム, pp. 155-158, Dec. 2001.
- [13] 村田 英一, 吉田 進, “広帯域伝送用トレリス符号化時間空間伝送システム,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2001-188, pp. 31-36, Jan. 2002.
- [14] 菊池 慎吾, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化時間空間伝送方式の仲上フェージング伝搬路における特性改善効果,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2001-258, pp. 93-99, Mar. 2002.
- [15] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “時間空間伝送に用いるマルチユーザ受信機の室内伝送実験,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2001-259, pp. 101-106, Mar. 2002.
- [16] 保坂 幸治, 村田 英一, 吉田 進, “時間空間伝送における MIMO-DFE を用いた部分系列推定方式に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-228, Mar. 2002.
- [17] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “TDMA 非線形干渉キャンセラへのトレリス符号化変調適用効果の実験的確認,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-100, Mar. 2002.
- [18] 菊池 慎吾, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化時間空間伝送のアンテナ間相関に対する特性改善効果,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-219, Mar. 2002.
- [19] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “空間インタリーブによるトレリス符号化時間空間伝送方式のフラットフェージング特性改善,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2002-153, pp. 41-46, Aug. 2002.
- [20] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化時空間伝送方式の空間インタリーブによるフェージング特性改善効果,” 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, SA-2-1, pp. 207-208, Sep. 2002.
- [21] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “時空間伝送方式の ARQ 再送効率に関する一検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2002-228, pp. 125-130, Jan. 2003.
- [22] 椎崎 耕太郎, 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化時空間伝送方式における空間インタリーブ適用効果の実験的評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2002-229, pp. 131-136, Jan. 2003.
- [23] 椎崎 耕太郎, 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “時空間伝送システムにおける符号化構成の一検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-170, p. 629, Mar. 2003.
- [24] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “低密度パリティ検査 (LDPC) 符号を用いた時空間伝送方式における時空ターボ等化,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-171, p. 630, Mar. 2003.

研 究 成 果

まえがき

移動体通信の加入者数は予想を越える伸びを続けており、容量拡大が火急の課題となっている。同時に、移動体通信はインターネットとの融合が加速しつつあり、必然的にインターネットへのアクセス網としての役割が増し、高速データ伝送の実現が不可欠である。このような加入者容量の拡大と伝送速度の高速化にはより広い周波数帯域幅が必要であるが、移動体通信に利用できる周波数帯域には、制度上及び電波伝搬上の制約がある。例えばミリ波帯などの高い周波数は未利用であり制度上の問題は少ないとされるが、電波の直進性が強く、サービスエリアはスポット状に制約されざるを得ない。移動体通信には電波の回折が期待できる比較的低い周波数帯域が適しているが、すでに他の通信に利用されているため再割り当て等による帯域確保が難しい。このように、移動体通信は限られた周波数帯域を利用しつつ、周波数をより多く必要とするサービスを提供しなければならず、周波数有効利用技術が最も重要な課題である。

移動体通信において次なるフロンティアとして期待されている技術が「時空符号化 (space-time coding)」と呼ばれる技術である。しかし、この技術そのものは送信ダイバーシチ技術であり、直接的に周波数利用効率改善に結び付くものではない。一方、類似の技術として MIMO (Multi-Input Multi-Output) チャネル伝送技術がある。これは複数のアンテナから各々異なった信号を同じ周波数を用いて送り、受信側においても複数のアンテナを用いてそれら全てを同時に受信する技術である。同時に同じ周波数を用いて送信するため、各データが干渉し、受信が困難となるが、この問題を受信アンテナ数を増すことによって解決を図るものである。一見すると従来技術の単なる組み合わせに見えるが、従来の常識から見ると驚くべき結果をもたらす。即ち、送受アンテナの組み数だけ周波数利用効率が増加することが理論的に示されているのである。本研究における時空符号化は、MIMO チャネル伝送のシナリオでの最悪条件における周波数利用効率の劣化や伝送特性の劣化を防止するために用いる。

本研究の目的は、この時空符号化技術を無線信号処理のアプローチによって捉え直し、その有効性を具体的に検証し、改善を施すことである。時空符号化はどちらかというと情報理論的観点から提案されたものであるため、無線技術的には未完成の部分が多い。例えば、伝搬路推定や遅延波対策などが不十分であり、このままでは利用法が限定されてしまう状況にある。

我々は時空符号化と極めて似たマルチユーザ検出の研究を長年行ってきた。これは、複数のユーザが同時に同じ周波数の信号を送信した場合に、その両方を受信する技術であるが、干渉の影響を除去することから干渉キャンセラと呼んできた。即ち、MIMO チャネル伝送とは受信技術がほぼ同一であり、ただ一人のユーザが複数の信号を送信するのか、複数のユーザが各々送信するのかという、利用シナリオの相違だけである。我々の研究は干渉キャンセラに符号化を適用する点を特徴としており、結果的に時空符号化との類似性も極めて高い。

本研究では、このように周波数利用効率改善に直接結び付く MIMO チャネル伝送における符号化技術について、理論、計算機シミュレーション、室内伝送実験によって研究を行なった。

第1章 序論

我が国の移動体通信は飛躍的な発展を遂げている。平成13年10月からは5MHzのワイドバンドを謳ったW-CDMA(Wideband-CDMA)のサービスが開始され携帯電話も第三世代に突入した。今や携帯電話で画像等のデータを送信することがごく一般的となっている。また無線通信を利用したモバイルコンピューティングの分野も発達が著しく身近なものとなりつつある。そのため現在電波需要が急増しており、有限な周波数資源を最大限に活用することが重要な課題となっている。

そのような状況を反映して昨今大容量通信を目的とした研究が注目を集めている。具体的には限られた周波数帯域の中で高い周波数利用効率を得る手法として、複数の送信機を用いて空間的に多重化を行う方式[1-17]が考えられている。中でも送受信ダイバーシチ技術を利用した研究が盛んに行われている。一例として文献[12,13]では準静的レイリーフェージング伝搬路において特性の改善を図っている。しかしこれらの技術は受信側からの伝搬路情報をフィードバックして送信側で適応的に送信電力・変調方式を制御するためその遅延が問題となり、高速移動体通信には不向きであると考えられる。

上述の大容量通信に向けた通信方式の中でトレリス符号化時空間伝送方式は、受信側で伝搬路推定を行い遅延波を等化することを前提としている。これは高速通信および変動の激しい伝搬路で用いられる移動体通信を念頭に置いたものである。

従来より適応等化器を複数送受信信号システムに拡張し、同一チャネル信号を分離するマルチユーザ受信機についての研究が行われてきた。その一つとして干渉キャンセル等化器(ICE:Interference Canceling Equalizer)[3]がある。ICEは信号分離のみならず遅延波等化にも優れた特性を示すが、信号点重なりによる判定誤りの可能性が室内伝送実験や計算機シミュレーションなどにより指摘されている[6,10]。

この欠点をICEとトレリス符号化変調(TCM:Trellis-Coded Modulation)の併用により克服する技術として、トレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラ(TCC:Trellis-coded Co-channel interference Canceller)[1,2]が提案されている。TCCは各ユーザにTCMを施し、系列間のユークリッド距離を確保することでICEの特性劣化を改善している。このTCCを基盤技術とした伝送方式を総称して、本論文ではトレリス符号化時空間伝送方式と呼ぶ。

時空間伝送方式では受信アンテナ数が一定という条件の下で送信信号数を増やすと、各信号の分離が困難となり誤り率特性が劣化する。また基盤となる適応等化器は遅延波の存在する状況ではパスダイバーシチを利用して優れた特性改善効果を発揮するが、遅延波が存在しない場合にはその効果が見込めないために代替の改善要素について考慮する必要がある。これはトレリス符号化時空間伝送方式にも該当する。本論文では符号化利得を引き出すことにより遅延波が存在しない環境における誤り率を改善することを主眼としている。本論文は多信号送信時にさらに符号化利得の高い符号化について考察した。準静的伝搬路における誤り率特性改善効果の高い符号化についての検討は既に[18-20]により行われているが、レイリーフェージング伝搬路については検討されていない。本論文ではレイリーフェージング伝搬路におけるトレリス符号化時空間伝送方式の誤り率の近似式を導出した。この式や一意に復号可能な符号であるUDC(Uniquely Decodable Codes)の概念を用いて誤り率特性改善効果の高い符号の簡易構成法を提案した。

以下に本研究の構成について述べる。2章では本研究の内容を理解するために必要な基本事項

について説明する．次に 3 章ではレイリーフェージング伝搬路における誤り率特性の上界および下界の近似式を数式を用いて求め，送信機数 2, 3, 4, 受信アンテナ数 1 のシステムに適用しその妥当性を示す．4 章では 3 章で求めた誤り率特性の上界や準静的伝搬路の符号化設計に有効な一意に復号可能な符号 (UDC) [7, 8] や逆トレリス符号の概念を用いてトレリス符号化時空間伝送方式の符号化の構成法を提案する．また構成した符号が準静的伝搬路，レイリーフェージング伝搬路において優れた誤り率特性を示すことを確認する．また受信アンテナ間相関を考慮した仲上・ライスフェージング伝搬路，1 シンボル遅延波の存在する準静的伝搬路，レイリーフェージング伝搬路においても優れた誤り率特性を示すことを確認する．

第2章 原理

この章では、移動体無線通信において大容量伝送を実現する時空間伝送方式を理解するために必要な基本事項を説明する。

2.1 移動体通信における伝搬路

送受信機間の伝搬路において、送信機より送信された電波は地形や建造物等の自然・人工的な影響を受けて干渉、回折、散乱を起こす。その結果送受信機間には複数の経路が存在する。このとき受信機周辺から位相の異なる散乱波(素波)が到来し、その近傍に空間的な定在波を構成する。この定在波中を受信機が移動する場合、受信信号の振幅と位相はランダムに変動し、受信電力の落ち込みが生じ得る。この変動をフェージングという。一般にフェージングの影響を受けると、受信電力の落ち込み発生のために誤り率特性の劣化が激しい。このため移動体通信においてはフェージング対策が重要となっている。

本論文で伝搬路を評価するモデルとして用いるのは、仲上・ライスフェージング伝搬路モデル、レイリーフェージング伝搬路モデルおよび準静的伝搬路モデルである。以下にこれらのモデルについて説明する。

2.1.1 仲上・ライスフェージング伝搬路モデル

送受信機間に見通し等が存在する場合、受信機近傍の合成波成分において、散乱・回折波成分に加え直接波成分あるいは反射波成分などの定常波成分を考慮する必要がある。このような環境では合成波の振幅は仲上・ライス分布に従うため、これを仲上・ライスフェージングと呼ぶ。仲上・ライスフェージングでは、散乱波成分に対する定常波成分の電力比 k を評価に用い、これをライスファクタと呼ぶ。

2.1.2 レイリーフェージング伝搬路モデル

仲上・ライスフェージング伝搬路モデルにおいて、受信アンテナに到来する素波のうち定常波成分の存在しない見通し外の様な環境を考える。このとき受信機周辺から一様に到来する散乱波の振幅が同程度である場合、受信信号の振幅はレイリー(Rayleigh)分布、位相は一様分布に従って変動することが知られている。このようなフェージングをレイリーフェージングという。この場合、ライスファクタ $k=0$ の仲上・ライスフェージング伝搬路とみなすことができる。

2.1.3 準静的伝搬路モデル

準静的伝搬路モデルはフェージングの影響を受けない場合のモデルと考えることができる。すなわち定常波のみ到来し、散乱波成分が存在しないような環境である。ただし定常波の位相はゆ

るやかに変化しているとみなす。準静的伝搬路モデルは仲上・ライスフェージング伝搬路モデルにおけるライスファクタ k が無限大の場合とみなすことができる。

2.2 ダイバーシチ技術

2.1 節で述べたように、移動体通信におけるフェージング対策は重要である。フェージングによる受信電力の落ち込みが確率的に発生することを踏まえ、独立に変動する受信波 (ダイバーシチブランチ) を複数用いることによって落ち込みの影響を受ける確率を減少させる手法をダイバーシチ技術という。ダイバーシチ技術は古くから研究され、幾つかの種類がある。ここでは代表的なものを取り上げ、その原理について説明する。

2.2.1 時間ダイバーシチ

時間ダイバーシチとは同じ情報を時間間隔を置いて複数回送信することで独立なフェージングを受けた受信波を得る技術である。フェージングの変動周期が短いときは効果があるが、長くなると必然的に送信する時間間隔も大きくせざるを得ず、伝送遅延が増す欠点がある。

2.2.2 周波数ダイバーシチ

周波数ダイバーシチは、同じ情報を異なった周波数の搬送波により送信する。複数の周波数を用いるので周波数利用効率は低下し、受信側で復調する際も処理が複雑になる。

2.2.3 空間ダイバーシチ

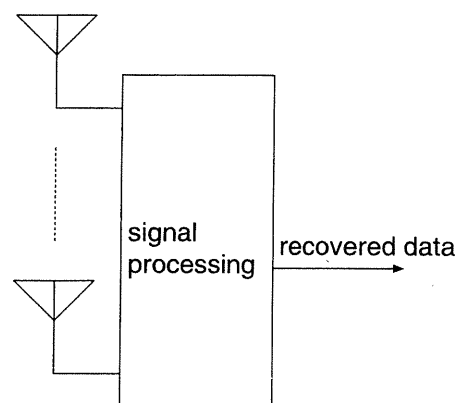
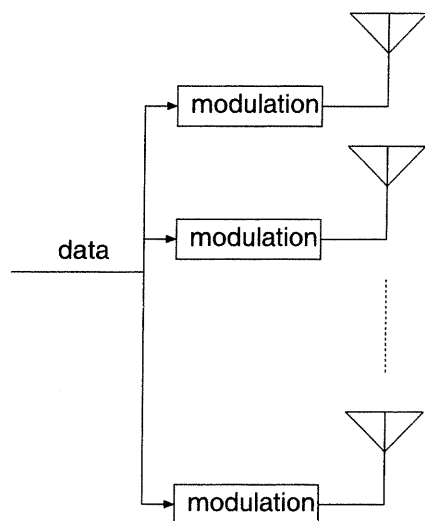
空間ダイバーシチはアンテナを距離を置いて複数配置することにより独立なフェージングを受けた受信波を得る方式である。送信アンテナを増やすことで送信ダイバーシチ、受信アンテナを増やすことで受信ダイバーシチを得る手法がある。空間ダイバーシチはアンテナ間相関に留意する必要があるが、耐フェージング効果が高く実用例が多い。

2.2.4 パスダイバーシチ

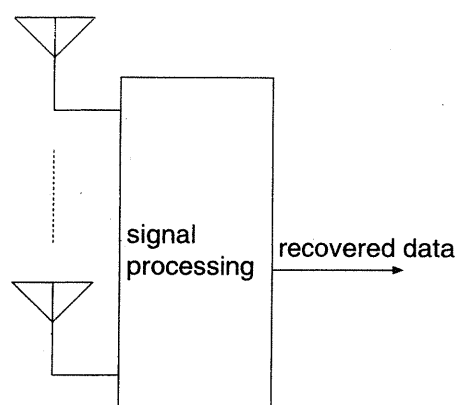
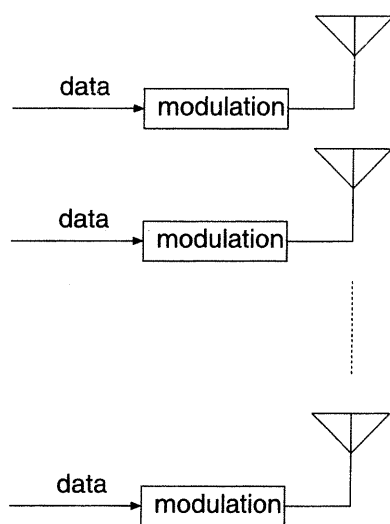
遅延波を分離しダイバーシチブランチとみなして用いるのがパスダイバーシチである。各パスが時間、空間に関して独立なフェージングを受ける場合、ダイバーシチ効果を利用できる。

2.3 時空間伝送方式

フェージング環境下でも周波数利用効率の向上や高速・高品質伝送を実現するとして現在注目を浴びているものに、BLAST(Bell laboratories LAYered Space-Time architecture) [15] と STC(Space-Time Coding) [21] がある。BLAST は周波数利用効率、STC はビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) の改善を図っている。これらは同一ユーザからの複数信号を扱うシングルユーザ型の通信方式である。これに対し複数ユーザからの複数信号を扱うのがマルチユーザ型の通信方式である。図 2.1 にシングルユーザ型とマルチユーザ型の概念図を示す。



Single-user Type



Multi-user Type

図 2.1: シングルユーザ型通信方式とマルチユーザ型通信方式

BLAST, STC において, 送信側は異なるデータおよび同じデータを複数のアンテナを用いて並列伝送する. 受信側はこの複数のデータを全て同時に受信する. BLAST の受信信号処理アルゴリズムではこの後, 受信電力の大小などに応じて順序付けを行う. そして優先順位の高い対象信号以外は干渉波とみなし, 各アンテナの重み付けを調整することで, 目的の波だけを取り出して復号判定する. この判定値を用いて生成した受信予測値を各受信アンテナの受信信号から減算する. この操作を繰り返すことで, さらに効率良く異なる信号を分離することができる. これに対し STC は送信ダイバーシチ技術の一種であり, 同一情報に異なる符号化変調を施して複数のアンテナから同時送信する.

一方従来から研究されてきた方式として, トレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラ (TCC: Trellis-coded Co-channel interference Canceller) 及び干渉キャンセル等化器 (ICE: Interference Cancelling Equalizer) [3] がある. TCC については次の項で説明を行うため, ここでは本質的な部分についてのみ簡単に触れる. ICE, TCC は最尤系列推定 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation) 型等化器の技術をベースに複数信号の検出を行う. ICE の欠点として, 後述する信号点重なりによる検出誤りがあるが, TCC は送信信号にトレリス符号化変調 (TCM: Trellis-Coded Modulation) を施すことにより信号点重なりの影響を低減する. ICE 及び TCC は複数の送信者が出す送信信号が混在している状態において, 受信側でそれぞれの送信信号を抽出することができる. これはマルチユーザ型の通信方式であるといえる.

以上を踏まえると, BLAST, STC と ICE, TCC の違いはもともとシングルユーザ型であったかマルチユーザ型であったかということである. 本研究ではこれらの方式を総称して時空間伝送方式と呼ぶ. 本研究ではマルチユーザ型の ICE 及び TCC をシングルユーザ型に適用する.

2.4 MLSE 型等化器

この項では ICE, TCC の基礎となる MLSE 型等化器について説明する.

2.4.1 チャネルインパルス応答

フェージング環境下で移動体通信を行う際, その影響を調べるための尺度が必要となる. この目的でよく用いられるのがチャネルインパルス応答 (CIR: Channel Impulse Response) である. CIR は, 受信信号の遅延時間や振幅位相に関する情報を表わしている. CIR の推定には, 送信信号系列に情報系列とは別に受信側において既知であるトレーニング系列を挿入する操作がよく行われる.

2.4.2 最尤系列推定

CIR が既知であれば, 送信信号候補の受信予測値 (レプリカ) が求まる. 最尤系列推定は送信される可能性のある全ての信号系列についてレプリカを生成し, 実際の受信信号と比較する. 実際の受信信号に最も類似したレプリカを生成する送信シンボル系列が, 実際の送信信号であると判定される. 時刻 n における実際の受信信号 $r(n)$ とレプリカ $y_{\text{est}}(n)$ の二乗誤差 $|e(n)|^2$ の和を考える. 送信シンボル系列長を N と定義すると,

$$\sum_{n=1}^N |e(n)|^2 = \sum_{n=1}^N |r(n) - y_{\text{est}}(n)|^2 \quad (2.1)$$

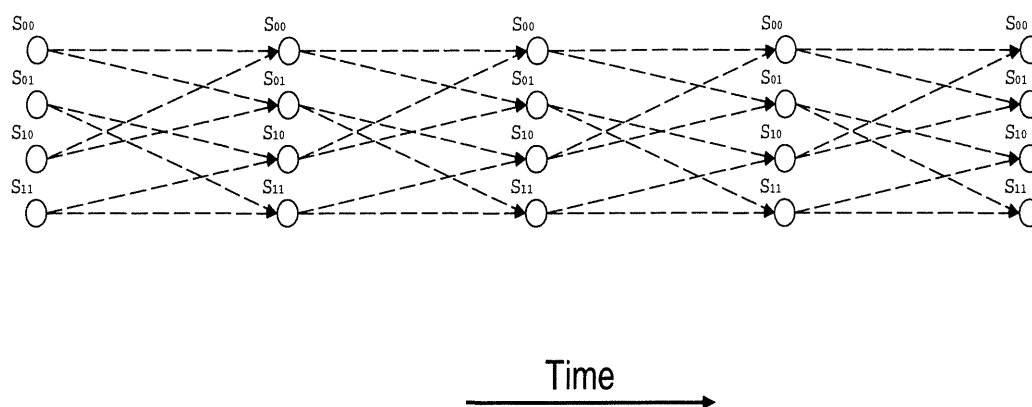


図 2.2: トレリス線図

となる。送信される可能性のある全ての送信信号系列の中で、この二乗誤差の和を最小にする信号系列が、実際の送信信号であると判断される [22, 23]。最尤系列推定を直接実行する場合、全ての送信信号系列について計算を行うことになり、莫大な演算量を要する。

2.4.3 Viterbi アルゴリズム

前項で述べたように、最尤系列推定の欠点は演算量が膨大となることである。ここでは最尤系列推定を効率よく実行する手法である Viterbi アルゴリズムについて述べる。理解を容易にするため、トレリス線図を用いて説明する。

送信シンボル系列のうち、最大遅延シンボル数分だけ過去数シンボルに状態を与える。この場合それ以前のシンボルは現在に影響を及ぼさず、その状態遷移はマルコフ過程とみなすことができる。その結果ある時点までに送った送信シンボル系列はまとめて状態の遷移とみなすことができる。この状態の移り変わりを時間軸上に表したものがトレリス線図である。一例として4状態のトレリス線図を図 2.2 に示す。

最尤系列推定を直接実行する場合では、まずトレリス図の全ての経路(パス)について、実際の受信信号とレプリカの二乗誤差(ブランチメトリック)を計算する。そして一定の情報シンボル系列のまとまり(バースト)におけるブランチメトリックの和(パスメトリック)が最小となる信号系列が、実際に送信されたものであると推定される。しかし、トレリス図上で同じ状態に遷移するパスのうちで、その時点までのパスメトリックが最小となるパス(サバイバ)だけを選んでいけば、それ以外のパスについての演算を考慮する必要はない。何故ならサバイバよりパスメトリックが大きいパスはその後、サバイバと同じ経路を通ったとしてもサバイバよりもパスメトリックが小さくなることはないからである。この一連の操作を行うのが Viterbi アルゴリズムである [24]。また Viterbi アルゴリズムが行う加算(ブランチメトリックを加算してパスメトリックを求める)、比較(各状態に遷移するパスのパスメトリックを比較する)、及び選択(候補となるパスの中でパスメトリックが最小のものを選択する)をまとめて ACS(Add Compare Select) 操作と呼ぶ。

パス打ち切り

最尤系列推定では、トレーニング系列と情報系列から成るバースト全体に対する処理が終了するまで最尤のパスを得ることはできない。このため1バースト分のパス情報を記憶しておく必要がある。しかし実際には、ある程度パスを遡っていくと、一つのパスに収束していることがほと

んどである。パスを打ち切ることで、バーストの終了を待たずに復号結果を出力できる。またパス情報も打ち切り部分までを記憶しておけばよい。これは、ハードウェア化の際、レジスタ数の削減につながる。ただしバーストの終了を待たずに推定を行うため、最尤パスの選択を誤る可能性が生じる。

2.4.4 伝搬路推定法

レプリカを求めるためには、伝搬路を推定しなければならない。ここでは伝搬路推定法としてよく用いられる LMS (Least Mean Square) アルゴリズムと RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズムについて説明する。

LMS アルゴリズム

LMS アルゴリズムは、時刻 n における実際の受信信号 $r(n)$ とレプリカ $y(n)$ との差 (これを残差信号 $\alpha(n)$ と呼ぶ) の二乗を評価関数として用いる。このアルゴリズムは残差信号が最小になるようにタップ係数を更新する。実際にはタップ係数を $\mathbf{w}^T(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_K(n)]$, タップ数を $K+1$ とすると、ステップサイズ μ を残差信号 $\alpha(n)$ と送信シンボル系列 ($\mathbf{u}^T(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-K)]$) との積に掛け、その結果を $\mathbf{w}(n-1)$ に加えて、CIR の更新を行う。ただし、 T は転置を表す。これは確率的に最適値に収束するアルゴリズムであり、原理的に受信信号系列が無相関と見なせるだけの時間が必要である。以下に LMS アルゴリズムの計算式を示す。ただし $*$ は複素共役、 H は複素共役転置を表す。

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (2.2)$$

$$\alpha(n) = r(n) - y(n) \quad (2.3)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mu\alpha^*(n)\mathbf{u}(n) \quad (2.4)$$

LMS アルゴリズムは演算量が少なくて済むが、その分収束性が遅い欠点がある。

RLS アルゴリズム

RLS アルゴリズムは、LMS アルゴリズムよりも多くの演算量を要するが、収束性が格段に速い特色を持っている。収束性が速いことは、変化の激しい伝搬路を推定する上で重要な要素となる。RLS アルゴリズムは、忘却係数 λ を導入することで時間変動する伝搬路に対応している。 λ には 1 以下かつ 1 に近い値を用いる。RLS アルゴリズムの評価関数は次のように表すことができる。

$$\mathcal{E}(\mathbf{w}(n)) = \sum_{i=1}^n \lambda^{i-1} |r(i) - \mathbf{w}^H(i)\mathbf{u}(i)|^2 \quad (2.5)$$

LMS アルゴリズムの場合と同様に、この評価関数を最小にするようなタップ係数を考える。つまり $\mathbf{w}(n)$ で一次微分した式が 0 となるような場合を考えればよい。また、この条件を満たす CIR を求める際の逆行列の演算が必要となる。RLS アルゴリズムでは逆行列の公式を用いてこれを求めている。また逆行列の公式の性質上、計算を逐次的に繰り返すことで求めることができる [25]。この手順を以下に示す。

まず、RLS アルゴリズムの初期条件を次のように定める。

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1}\mathbf{I} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{w}(0) = \mathbf{0} \quad (2.7)$$

ここで \mathbf{I} は $(K+1) \times (K+1)$ の単位行列であり、 δ は十分小さな正の定数、 $\mathbf{0}$ は $(K+1) \times 1$ の零ベクトルである。これらの初期条件のもとに以下の逐次繰り返し演算を行うことによって、求める $\mathbf{w}(n)$ が得られる。

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n)} \quad (2.8)$$

$$\alpha(n) = r(n) - \mathbf{w}^H(n-1) \mathbf{u}(n) \quad (2.9)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n) \alpha^*(n) \quad (2.10)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{P}(n-1) \quad (2.11)$$

2.4.5 逐次最小二乗型適応最尤系列推定

変動の激しい伝搬路では、始めにトレーニング系列を用いて推定したチャネルインパルス応答と、バーストの後部の情報系列部分における実際のチャネルインパルス応答との誤差が無視できなくなる。そこで復号を行っている間もその判定値を用いてタップ係数の修正を行うトラッキング操作が有効である。Viterbi アルゴリズムを用いる場合パス打ち切りを導入しても、判定値を得るのが打ち切り長分だけ遅れるためにトラッキング精度が劣化する。そこでサバイバー毎に複数のタップを用意し、RLS アルゴリズムなどを用いてパス毎にタップ修正を行うことで優れたトラッキング性能を得る方式が考えられる。これを逐次最小二乗型適応最尤系列推定 (RLS-MLSE: Recursive Least Squares Maximum Likelihood Sequence Estimation) [26] という。

手順としてはトレリス図上の生き残り状態ごとに CIR やタップ係数を求め、それを基にブランチメトリックを計算する操作である。RLS アルゴリズムを用いるため、演算量が多い欠点がある。

2.5 TCC

ここでは、2.3 節で説明した適応等化器に関する知識に基づいて、TCC、そのベースとなった ICE、さらにはこれらの演算量削減の手法について述べる。

2.5.1 干渉キャンセラ

等化器は、所望波のみを系列推定し、干渉波がもしあればそれを雑音として扱う。このため、受信信号に同一チャネル干渉波が存在する場合、等化における特性劣化は免れない。一方系列推定を干渉波にも拡張すれば、所望波の推定に対する干渉波の影響を軽減できる。実際には、MLSE を基に拡張した干渉キャンセラは、複数信号の同時推定を行う。

2.5.2 ICE

所望波と遅延波を合わせた J 個の同一チャネル信号が存在する場合、送信シンボル系列の組み合わせは、所望波のみ存在する場合の J 乗になる。全ての組み合わせについて最尤系列推定を行えば、所望波と干渉波の全てを推定することが可能である。

所望波の送信シンボル系列を $\mathbf{u}^{(1)}(n)$ 、干渉波の送信シンボル系列を $\mathbf{u}^{(2)}(n)$ 、 $\mathbf{u}^{(3)}(n), \dots, \mathbf{u}^{(J)}(n)$ とする。また所望波と干渉波の最大遅延シンボル数を共に K とする。2.4.3 節と同様に、過去のシンボルに状態を与える。ただしここでは所望波、干渉波ともに直前の K シンボルに状態を与え、両者を合わせた状態を考える。それに基づいたトレリス図を新たに定義す

る．一例として， $J = 2$ (所望波干渉波 1 波ずつ計 2 波)， $K = 2$ ，変調多値数 $M = 2$ のときのトレリス図を図 2.3 に示す．

この図の意味を説明する．いま，所望波の 1 シンボル前，2 シンボル前の信号を $u_{c(1)}, u_{c(2)}$ ，干渉波の 1 シンボル前，2 シンボル前の信号を $u_{i(1)}, u_{i(2)}$ とし，このときの状態を $S_{u_{c(2)}u_{c(1)}u_{i(2)}u_{i(1)}}$ とおく．現在の所望波，干渉波の信号がそれぞれ $u_{c(0)}, u_{i(0)}$ であるとき状態は， $S_{u_{c(1)}u_{c(0)}u_{i(1)}u_{i(0)}}$ に遷移する．例えば S_{0110} は $u_{c(2)} = 0, u_{c(1)} = 1, u_{i(2)} = 1, u_{i(1)} = 0$ であり， $u_{c(0)} = 0, u_{i(0)} = 1$ ならば状態は S_{1001} に遷移する．この遷移の様子を図 2.3 中に太線で示す．またこの時有り得る全ての所望波と干渉波の組み合わせは，トレリス図上の全てのパスに対応している．所望波と干渉波の送信シンボル系列のうち $K + 1$ シンボルずつをベクトルにすると次のように表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(n)^T = & [u^{(1)}(n), \dots, u^{(1)}(n-K), u^{(2)}(n), \dots, u^{(2)}(n-K), \\ & \dots, u^{(J)}(n), \dots, u^{(J)}(n-K)] \end{aligned} \quad (2.12)$$

このトレリス図のブランチメトリックを計算し，Viterbi アルゴリズムを適用すると，パスメトリックを最小にするパスは，所望波と干渉波の両方について最尤である．

2.5.3 TCC

同一チャネル干渉波が存在するとき，所望波と干渉波の位相差や受信電力比次第で，受信側において信号点の重なりが起こる．この信号点重なり様子を QPSK の場合を例にとり図 2.4 に示す．図 2.4 において左の図は信号点重なりの生じていない状態であるが，振幅や位相の変動により右図のように信号点の重なりが起こる．信号点重なりが生じると，異なる送信シンボルに対するレプリカ間のユークリッド距離が 0 になる．よって前項で述べた ICE では，誤った系列推定を行う可能性がある．

信号点重なりの対策として，ICE の送信信号に TCM を施しているのが TCC である．TCM は過去 $L - 1$ シンボルを状態とみなし，次のシンボルを決定する．この L を拘束長という．TCM を施すことにより，送信信号系列には時間軸方向に L だけ相関が生じる．ある時点で信号点重なりが生じ，判定が行えない場合でも，それ以降の信号を参照すれば，どの信号点であったか分かるので，正しく最尤系列推定を行うことができる．

いま， J 個の送信機から波が到来しているとすると，TCM の送信シンボル系列 $u^{(j)}(n)$ は次のように表される．

$$u^{(j)}(n) = m^{(j)}(s^{(j)}(n), s^{(j)}(n-1), \dots, s^{(j)}(n-L+1)) \quad (2.13)$$

ただし， j ($1 \leq j \leq J$) 番目の波での情報シンボル系列を $\{s^{(j)}(n)\}$ とし，TCM の拘束長を L としている．ここで $m^{(j)}(s^{(j)}(n), s^{(j)}(n-1), \dots, s^{(j)}(n-L+1))$ は TCM における符号化と信号点配置を表わす関数である．

2.5.4 TCM

この項では，前項で述べた TCM について述べる．例として拘束長 3 シンボル，符号化率 $2/3$ ，16 状態の畳み込み符号を 8PSK の信号点に割り当てたトレリス符号化 8PSK (TC-8PSK) を考える．この割り当ての原理や具体的な割り当ての方法について数式を交えながら説明する．畳み込み符号の符号器入力を

$$\mathbf{x} = [x^2(D), x^1(D)] \quad (2.14)$$

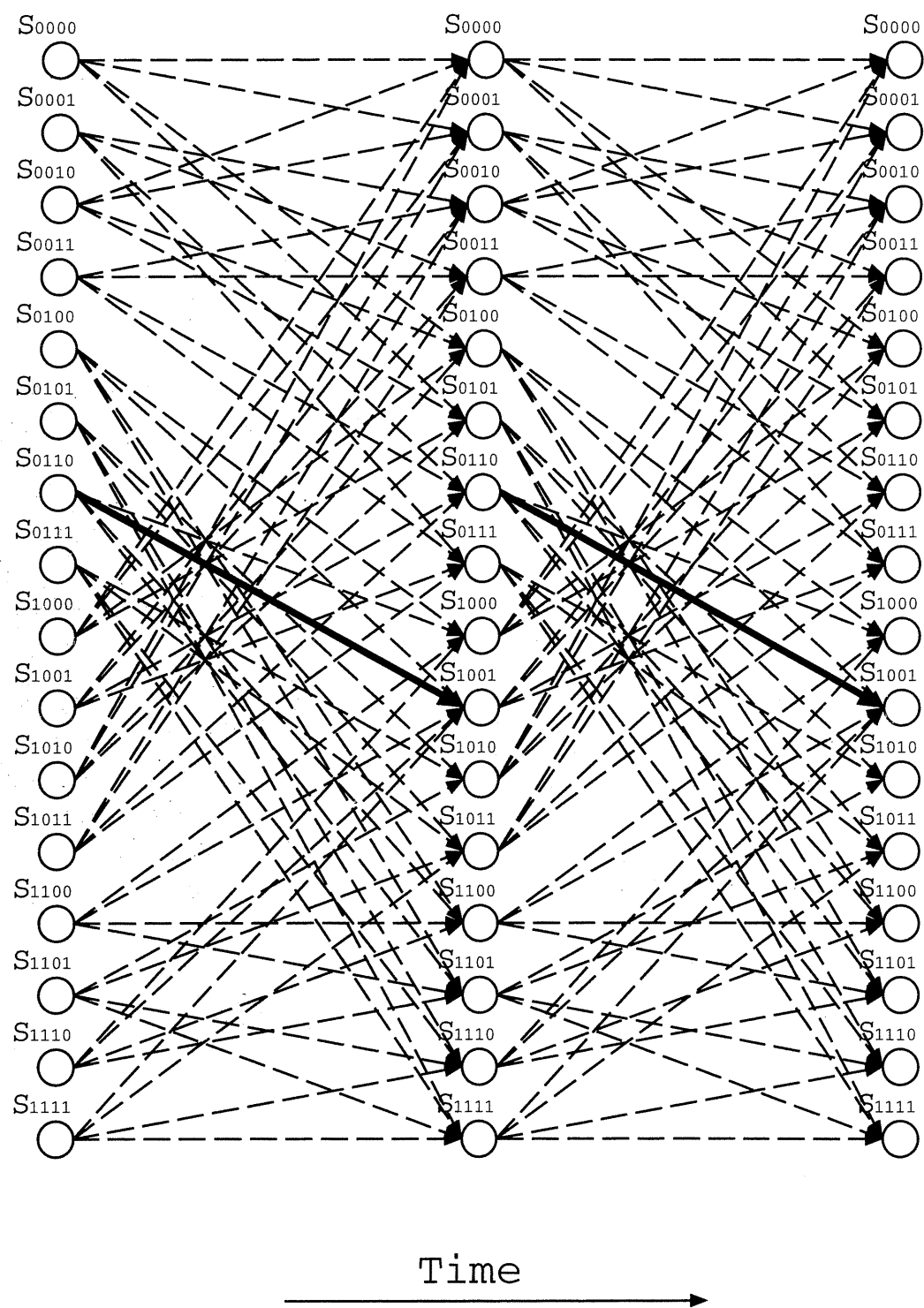


図 2.3: 干渉波を考慮したトレリス図

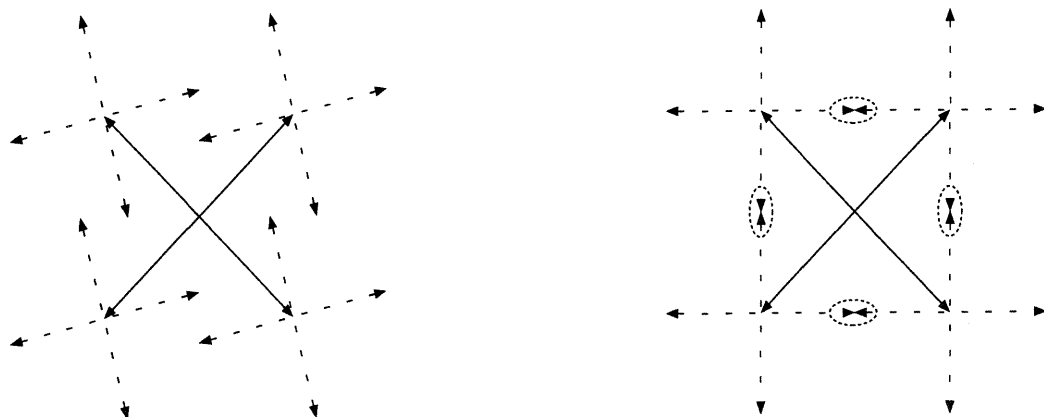


図 2.4: 信号点重なり

出力を

$$\mathbf{y} = [y^2(D), y^1(D), y^0(D)] \quad (2.15)$$

パリティ検査行列を

$$\mathbf{H} = [H^2(D), H^1(D), H^0(D)] \quad (2.16)$$

$$\begin{cases} H^2(D) = h_3^2 D^3 + h_2^2 D^2 + h_1^2 D^1 \\ H^1(D) = h_3^1 D^3 + h_2^1 D^2 + h_1^1 D^1 \\ H^0(D) = D^4 + h_3^0 D^3 + h_2^0 D^2 + h_1^0 D^1 + 1 \end{cases} \quad (2.17)$$

とし、出力 \mathbf{y} を

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}\mathbf{G} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1, & 0, & H^2(D)/H^0(D) \\ 0, & 1, & H^1(D)/H^0(D) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

とする。ただし D は遅延演算子である。このとき、畳み込み符号器の一般形は図 2.5 のようになる。

TC-8PSK では、出力 $(y^2 y^1 y^0)$ を 8PSK の信号点に割り当てる。この割り当ての方法は、集合分割 (set partitioning) [27] と呼ばれる考え方が基になっている。この集合分割の操作を以下に述べる。次々と信号点集合を半分ずつの部分集合に分割していく。分割は、各信号点集合に含まれる信号点が一個になるまで続ける。その分割の際に各々の部分集合に含まれる信号点間の最小距離が単調に増大するようにする。一例として図 2.6 に 8PSK の信号点の集合分割を示す。

2.5.5 状態数削減法

ICE, TCC が用いる MLSE の状態数削減法として M アルゴリズム [28, 29] と T アルゴリズム [29] および DDFSE (Delayed Decision Feedback Sequence

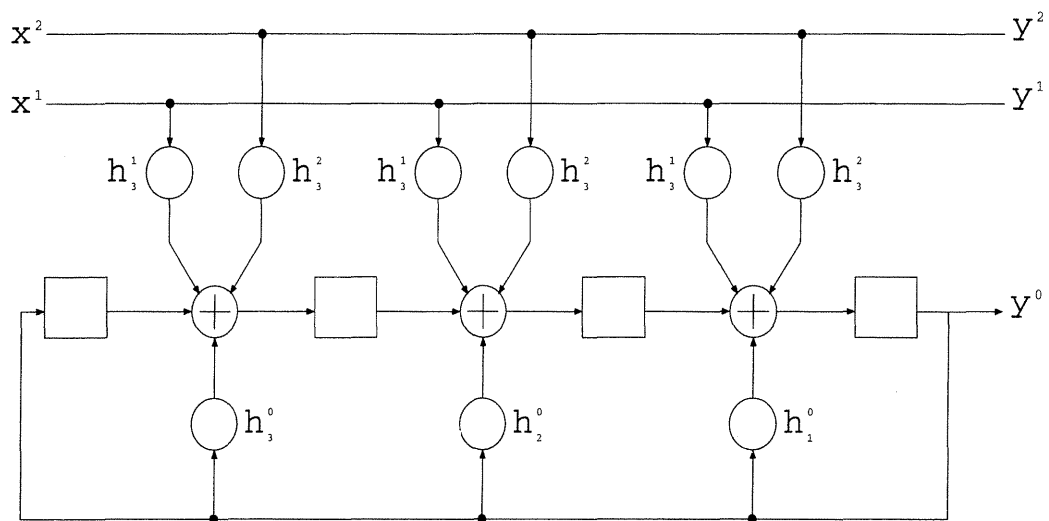


図 2.5: 畳み込み符号器の一般形

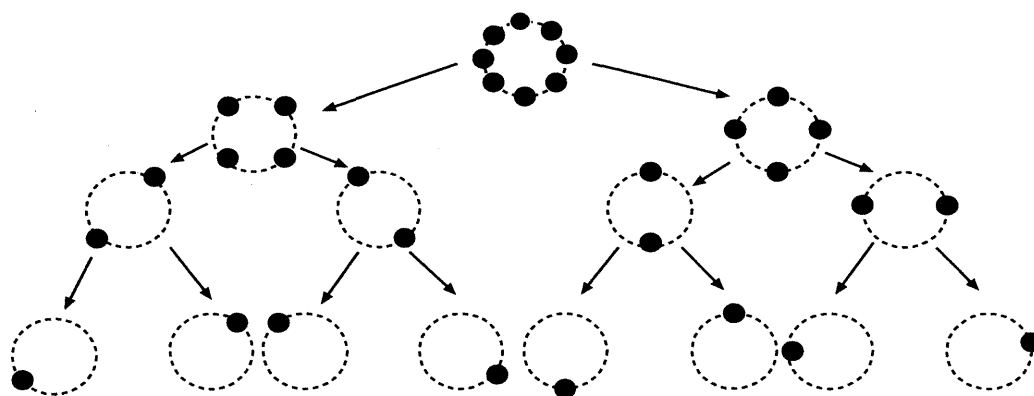


図 2.6: TC-8PSK の集合分割

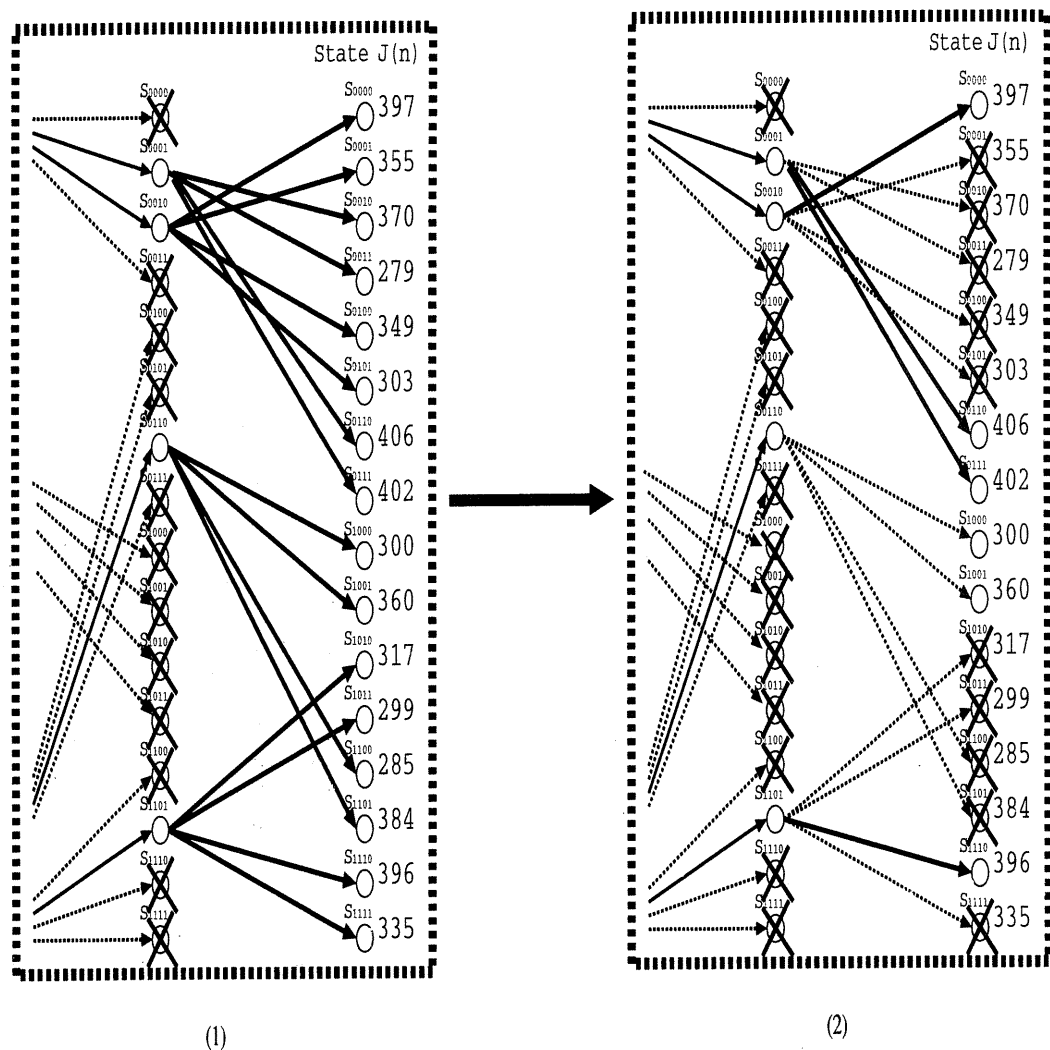


図 2.7: M アルゴリズムの動作例 ($M=4$)

Estimation) [30,31] が提案されている。M アルゴリズムと T アルゴリズムは尤度が高いサバイバから遷移するパスについて ACS 処理を行い、尤度の低いサバイバはその時点で演算を打ち切ることによって状態数を削減している。状態数を削減することにより MLSE の演算量を削減できるが、遅延波が存在する環境では状態数の少なさゆえにバースト誤りを誘発する原因となることがある。ここではこれらのアルゴリズムについて説明する。

M アルゴリズム

MLSE で等化処理を行う際、各状態のサバイバの尤度 $J(n)$ を参照する。このうち尤度の高い順に M 個のサバイバを選び、残りのサバイバについてはその時点で演算を打ち切る。この選ばれたサバイバから遷移し得る全ての状態に対して ACS 処理を行う。これが M アルゴリズムである。十分な尤度が得られているか否かに関わらずサバイバを一定とするため、無駄な計算を行う場合もあるが、演算量にばらつきが少ないという利点がある。

図 2.7 に $M = 4$ の M アルゴリズムの動作例を示す。図中の (1) のサバイバの中で、選択されるのは (2) に示してあるように $J(n) = 406, 402, 397, 396$ となる 4 本のサバイバが選択される。

T アルゴリズム

T アルゴリズムでは、予め適切な値に閾値 T を設定する。MLSE で等化处理を行う際、時刻 n においてもっとも高いサバイバの尤度を $J_{\max}(n)$ とする。このとき尤度が $J_{\max}(n) - T$ よりも小さいサバイバについてはその時点で演算を打ち切る。その後は M アルゴリズム同様、選ばれたサバイバから遷移し得る全ての状態に対して ACS 処理を行う。閾値の設定が適切であれば M アルゴリズムよりも効率のよい状態数削減を行うことができる。

DDFSE

DDFSE では状態として与えるシンボルに対し、最も過去のシンボルから削減していく。拘束長 L のとき第 j 信号がトレリス線図に与える状態を $(s_{n-1}^{(j)}, \dots, s_{n-L}^{(j)})$ とすると、トレリス線図の状態は \mathbf{u}_n で表される。

$$\mathbf{u}_n = (s_{n-1}^{(1)}, \dots, s_{n-L}^{(1)}, s_{n-1}^{(2)}, \dots, s_{n-L}^{(2)}, \dots, s_{n-1}^{(J)}, \dots, s_{n-L}^{(J)}) \quad (2.20)$$

トレリス線図から削減したシンボルが与えていた状態 \mathbf{v}_n は、最大遅延シンボルを K とすると次式で表される。

$$\mathbf{v}_n = (s_{n-L-1}^{(1)}, \dots, s_{n-K-L+1}^{(1)}, s_{n-L-1}^{(2)}, \dots, s_{n-K-L+1}^{(2)}, \dots, s_{n-L-1}^{(J)}, \dots, s_{n-K-L+1}^{(J)}) \quad (2.21)$$

この \mathbf{v}_n をパスの履歴を参照することにより求めることができる。

第3章 誤り率特性の理論解析

TCC は 2 信号を分離する際、優れた信号分離特性を示すことがこれまで明らかにされている [1, 2, 4-6, 9, 10, 32]. 一方信号数が増加すると、依然符号化を行わない方式に対して優れた特性を示すものの、2 信号分離と比較した場合に比べてトレリス符号化変調を施すことによるメリットがさほど得られなくなる. 送信信号の多い時空間伝送シナリオに TCC を適用する場合、これまで以上に特性の良い符号を考慮する必要がある. 符号化の設計を行うには、理論式を用いて評価を行う手法が有効である. TCM では 2 信号の場合、ペアワイズ誤り率や伝達関数の概念を用いて準静的伝搬路における誤り率の理論的上限 (上界) の近似式や BER の近似式が導出されている [18] が、レイリーフェージング伝搬路に関しては検討されていない. この章ではレイリーフェージング伝搬路において多信号 TCM の上界、理論的下限 (下界) および BER の近似式を導出し、次章の符号化構成法につなげる.

3.1 用語およびシステムモデル

ここでは本章で用いる語句および概念、システムモデルについて述べる.

3.1.1 エラーイベントおよびペアワイズ誤り率

送信機から長さ L の複素送信シンボル系列 c_L が送信されたとする. すなわち

$$c_L = c_0, c_1, c_2, \dots, c_{L-1} \quad (3.1)$$

とする. この系列を受信機側で

$$c'_L = c_0, c_1, c_2, \dots, c_{k-1}, e_k, \dots, e_{k+l}, c_{k+l+1}, \dots, c_{L-1} \quad (3.2)$$

と誤りを含んで復号する場合を考える. このとき c_L と c'_L において異なるのは k 番目から $k+l$ 番目のシンボル区間であるとする. これを長さ $l-1$ のエラーイベントと呼ぶ. エラーイベントを図 3.1 上のトレリス図に示す. 受信側で実線を点線と間違えて復号する場合を考える. 実線と点線は途中分岐 (split) し、再び合流 (merge) するまでに 2 回異なる状態を経由するため図はエラーイベント数 2 を示す. このとき c_L を c'_L と誤って判定する確率をペアワイズ誤り率 (PWEP: PairWise Error Probability) と呼ぶ. c_L と c'_L の系列間のユークリッド距離を d_E とすると次式のようになる.

$$d_E^2 = \sum_{i=k}^{k+l} |e_i|^2 \quad (3.3)$$

また 1 信号あたりの平均受信エネルギーを E_s , 雑音電力密度を N_0 とすると $P(c_L \rightarrow c'_L)$ は次式で表される [33].

$$P(c_L \rightarrow c'_L) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|d_E|}{2} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (3.4)$$

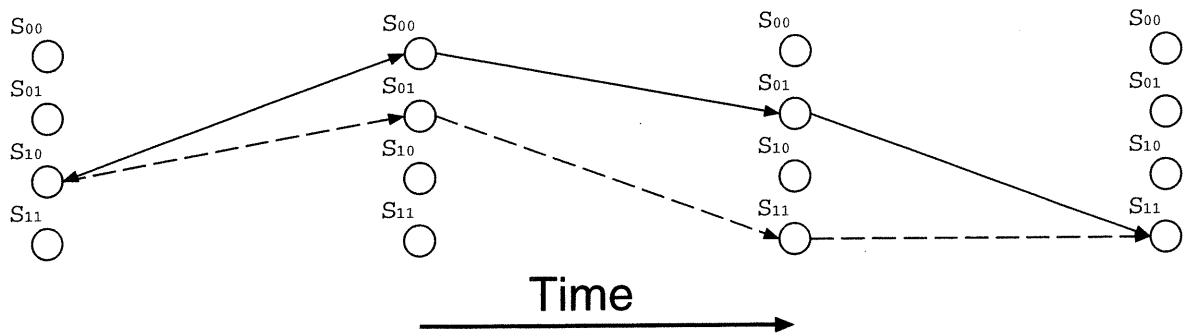


図 3.1: トレリス図

ただし erfc は誤差補関数と呼ばれ、

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \quad (3.5)$$

で表される。

3.1.2 システムモデル

図 3.2 のような送信機数 J 、受信アンテナ数 M のシステムモデルを考える。本章はレイリーフェージング伝搬路の送信機数 2, 3, 4 に対し受信アンテナ数 1 の場合について検討する。

3.1.3 インタリーブ

フェージング環境下では受信側において、受信電力の落ち込みが生じる。TCM などの符号化を用いる場合、落ち込みの起こるシンボルと相関のあるシンボルも落ち込むのでバースト誤りが生じて誤り率特性の劣化を引き起こす。これを補償する手法として符号化とインタリーブを併用する手法がある。具体的には送信シンボルの順序を入れ替える操作を行う。これによりある受信シンボルがフェージング落ち込みの影響を受けても、各シンボルが独立なフェージングを受けるとみなせる場合、落ち込みの影響を受けていないシンボルを参照することにより高い信頼度でこのシンボルの復号を行うことができる。TCC へのインタリーブの適用は [4,5] 等で行われており、その効果が確かめられている。

3.2 理論式導出

ここでは今回評価に用いる理論式の導出について一部は [21] に基づいて説明する。時刻 t において送信機 j から複素シンボル系列 c_t^j がフェージング伝搬路において送信されるとする。このときの信号数 J 、フレーム長 L の系列を \mathbf{c} とおくと $\mathbf{c} = \{c_t^j\}$ と表せる。また \mathbf{c} を受信側で $\mathbf{e} = \{e_t^j\}$ と復号するとする。

このときフェージング環境下で系列 \mathbf{c} を \mathbf{e} と間違って復号する条件付き PWEF は次のように表せる。ただし $\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|$ は \mathbf{c} と \mathbf{e} の受信点間ユークリッド距離の和である。

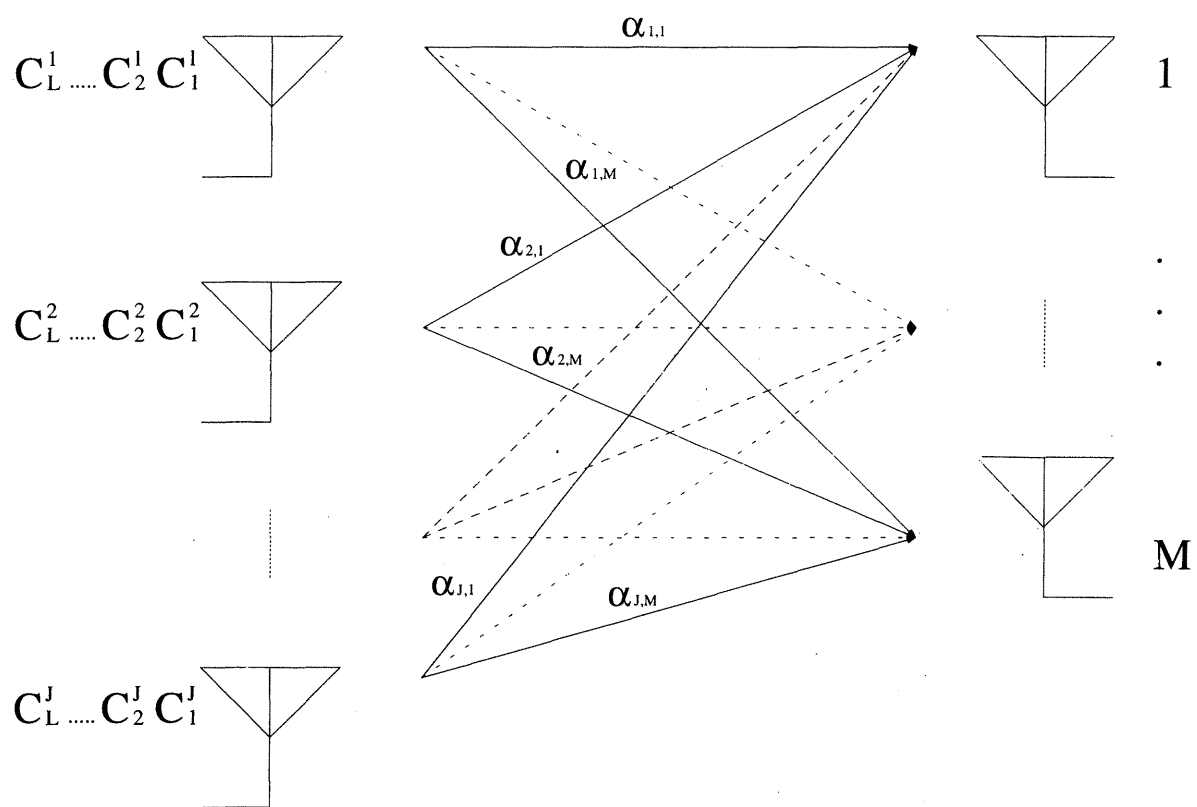


図 3.2: システムモデル

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}|\mathbf{c}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|}{2} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (3.6)$$

ここで

$$\operatorname{erfc}(x) \leq \exp(-x^2) \quad (3.7)$$

であるので

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}|\mathbf{c}) \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|^2 E_s}{4N_0} \right) \quad (3.8)$$

となる．ここで送信機 j から受信機 m までの時刻 t におけるフェージング係数を $\alpha_{jm}(t)$ とする．さらに理想的インタリーブを仮定し， $\alpha_{jm}(t)$ は各時刻で独立であり，受信機側において理想的に得られるとする．このとき系列間のユークリッド距離の2乗 $\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|^2$ は

$$\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|^2 = \sum_{m=1}^M \sum_{t=1}^L \left| \sum_{j=1}^J \alpha_{jm}(t) (c_t^j - e_t^j) \right|^2 \quad (3.9)$$

と表される．この $\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|^2$ について考える．

次のような $\boldsymbol{\Omega}_m(t)$ を考える．

$$\boldsymbol{\Omega}_m(t) = [\alpha_{1m}(t), \alpha_{2m}(t), \dots, \alpha_{Jm}(t)] \quad (3.10)$$

さらに

$$\Delta_j(t) = c_t^j - e_t^j \quad (3.11)$$

なる $\Delta_j(t)$ を導入する．

次に示す行列 $\mathbf{C}(t)$ を考える．

$$\mathbf{C}(t) = \begin{bmatrix} \Delta_1(t)\Delta_1^*(t) & \Delta_1(t)\Delta_2^*(t) & \cdots & \Delta_1(t)\Delta_J^*(t) \\ \Delta_2(t)\Delta_1^*(t) & \Delta_2(t)\Delta_2^*(t) & \cdots & \Delta_2(t)\Delta_J^*(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta_J(t)\Delta_1^*(t) & \Delta_J(t)\Delta_2^*(t) & \cdots & \Delta_J(t)\Delta_J^*(t) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

このとき式 (3.9) は

$$\|\mathbf{d}(\mathbf{c}, \mathbf{e})\|^2 = \sum_{m=1}^M \sum_{t=1}^L \boldsymbol{\Omega}_m(t) \mathbf{C}(t) \boldsymbol{\Omega}_m^H(t) \quad (3.13)$$

と変形できる．また $\mathbf{C}(t)$ はエルミート行列であるのでユニタリ行列 $\mathbf{V}(t)$ および対角行列 $\mathbf{D}(t)$ が存在し，次の関係を満たす．

$$\mathbf{C}(t) = \mathbf{V}(t) \mathbf{D}(t) \mathbf{V}(t)^H \quad (3.14)$$

次に $\mathbf{D}(t)$ の対角成分を $D_{jj}(t)$ と表すと、これらは $\mathbf{C}(t)$ の固有値と等しく、実数である。いま

$$[\beta_{1m}(t), \beta_{2m}(t), \dots, \beta_{Jm}(t)] = \mathbf{\Omega}_m(t) \mathbf{V}(t) \quad (3.15)$$

なる $\beta_{jm}(t)$ を考える。すると

$$\mathbf{\Omega}_m(t) \mathbf{C}(t) \mathbf{\Omega}_m^H(t) = \sum_{j=1}^M |\beta_{jm}(t)|^2 D_{jj}(t) \quad (3.16)$$

となる。 $\mathbf{V}(t)$ はユニタリ行列であるので $\beta_{jm}(t)$ の確率密度関数 $p(|\beta_{jm}(t)|)$ は $\alpha_{jm}(t)$ の確率密度関数 $p(|\alpha_{jm}(t)|)$ に等しくなるので

$$p(|\beta_{jm}(t)|) = 2|\beta_{jm}(t)| \exp(-|\beta_{jm}(t)|^2) \quad (3.17)$$

のレイリー分布で与えられる。

よって式 (3.8) は

$$\begin{aligned} P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \mathbf{c}) &\leq \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} \sum_{m=1}^M \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^J |\beta_{jm}(t)|^2 D_{jj}(t) \right) \\ &= \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \prod_{t=1}^L \prod_{j=1}^J \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} |\beta_{jm}(t)|^2 D_{jj}(t) \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

となる。さて \mathbf{c} が送信される確率を $P(\mathbf{c})$ とすると、この確率は

$$P(\mathbf{c}) = \frac{1}{N_{\text{all}}} \quad (3.19)$$

と表すことができる。ただし N_{all} は送信しうる全てのパス数である。従って PWEP の式は $|\beta_{jm}(t)|$ の分布で平均化して

$$\begin{aligned} P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) &\leq P(\mathbf{c}) \frac{1}{2} \prod_{m=1}^M \prod_{t=1}^L \prod_{j=1}^J \int \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} |\beta_{jm}(t)|^2 D_{jj}(t) \right) p(|\beta_{jm}(t)|) d|\beta_{jm}(t)| \\ &= \frac{1}{2N_{\text{all}}} \prod_{t=1}^L \prod_{j=1}^J \prod_{m=1}^M \int 2|\beta_{jm}(t)| \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} |\beta_{jm}(t)|^2 D_{jj}(t) - |\beta_{jm}(t)|^2 \right) d|\beta_{jm}(t)| \\ &= \frac{1}{2N_{\text{all}}} \prod_{t=1}^L \prod_{j=1}^J \prod_{m=1}^M \left[- \left(1 + D_{jj}(t) \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-1} \exp \left(-|\beta_{jm}(t)|^2 \left(1 + D_{jj}(t) \frac{E_s}{4N_0} \right) \right) \right]_0^\infty \\ &= \frac{1}{2N_{\text{all}}} \prod_{t=1}^L \prod_{j=1}^J \left(1 + D_{jj}(t) \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-m} \end{aligned} \quad (3.20)$$

となる。

この式を用いて評価を行う。1 例としてエラーイベント数 1, $J = 2$, $m = 1$ の場合 $D_{11}(1) = |\Delta_1(1)|^2 + |\Delta_2(1)|^2$, $D_{11}(2) = |\Delta_1(2)|^2 + |\Delta_2(2)|^2$, $D_{22}(1) = D_{22}(2) = 0$ となるので

$$\begin{aligned} P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) &\simeq \frac{1}{2N_{\text{all}}} \left(1 + D_{11}(1) \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \left(1 + D_{11}(2) \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$= \frac{1}{2N_{\text{all}}} \left\{ 1 + (|\Delta_1(1)|^2 + |\Delta_2(1)|^2) \frac{E_s}{N_0} \right\}^{-1} \left\{ 1 + (|\Delta_1(2)|^2 + |\Delta_2(2)|^2) \frac{E_s}{N_0} \right\}^{-1} \quad (3.22)$$

表 3.1: 計算機シミュレーション諸元

変調方式	TC-16PSK
伝搬路	1 波レイリーフェージング
$f_D T_s$	1/200
送受信フィルタ	ルートナイキスト (ロールオフ率 0.5)
伝搬路推定	理想
インタリーブサイズ	2 [32]
情報系列	250 シンボル
送受信機数	$2 \times 1, 3 \times 1, 4 \times 1$

となる. 特に $\frac{E_s}{4N_0} \gg 1$ とみなせる場合

$$P(c \rightarrow e) \simeq \frac{1}{2N_{\text{all}}} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-2} \{(|\Delta_1(1)|^2 + |\Delta_2(1)|^2)(|\Delta_1(2)|^2 + |\Delta_2(2)|^2)\}^{-1} \quad (3.23)$$

と近似できる.

さらに積距離 d_p を次のように定義する.

$$d_p^2 = (|\Delta_1(1)|^2 + |\Delta_2(1)|^2)(|\Delta_1(2)|^2 + |\Delta_2(2)|^2) \quad (3.24)$$

すると式 (3.23) は

$$P(c \rightarrow e) \simeq \frac{1}{2N_{\text{all}}} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-2} d_p^{-2} \quad (3.25)$$

となる. この式より d_p を大きくすれば $P(c \rightarrow e)$ を小さくできることが分かる. また定義より積距離 d_p の 2 乗は分岐時の各信号の信号点距離の 2 乗和 $|\Delta_1(1)|^2 + |\Delta_2(1)|^2$ と合流時の 2 乗和 $|\Delta_1(2)|^2 + |\Delta_2(2)|^2$ との積と考えられる. まとめると積距離を大きくするマッピングは符号化利得の向上効果が大きいといえる.

次に各フレーム毎の平均誤りビット数を $a(c \rightarrow e)$, BER の上界を $P_{b,\text{upper}}$, 下界を $P_{b,\text{lower}}$ とおくと

$$P_{b,\text{upper}} \simeq \sum_{c,e} a(c \rightarrow e) P(c \rightarrow e) \quad (3.26)$$

$$P_{b,\text{lower}} \simeq \sum_{(c,e)_{\min}} a(c \rightarrow e) P(c \rightarrow e) \quad (3.27)$$

となる. ここで $(c,e)_{\min}$ は c, e の組み合わせのうちペアワイズ誤り率が最大となるものの集合である. 以上より TCM の上界, 下界の近似式が求まる.

3.3 シミュレーション結果との比較

3.2 節で導出した BER 特性の上界の近似式 (式 (3.26)), 下界の近似式 (式 (3.27)) の妥当性を確かめるために, 計算機シミュレーション結果との比較を行った. シミュレーション諸元を表 3.1 に

表 3.2: TCM の符号化則

State	$S_{(1)}$				$S_{(2)}$				$S_{(3)}$				$S_{(4)}$			
	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	12	8	0	4	8	12	0	4	8	12	0	4	12	8
1	1	5	13	9	13	9	5	1	13	9	5	1	1	5	13	9
2	3	7	15	11	15	11	7	3	2	6	10	14	2	6	14	10
3	2	6	14	10	2	6	10	14	15	11	7	3	3	7	15	11

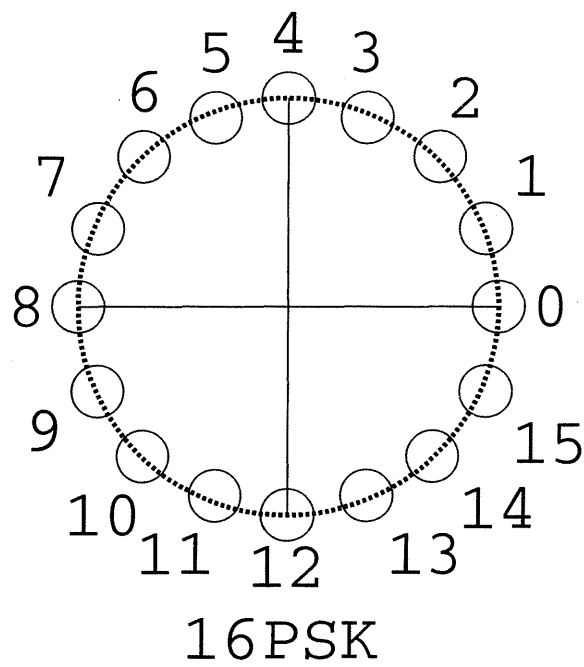


図 3.3: 16PSK のマッピング

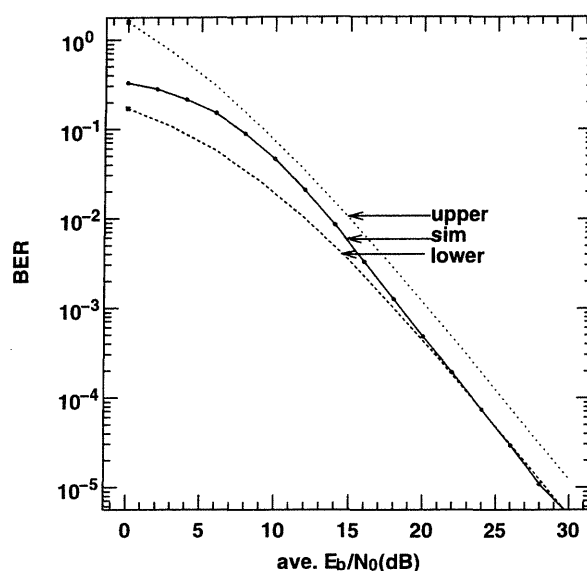


図 3.4: 2×1 レイリー 1 パスモデルのシミュレーション結果と理論的上・下界の近似特性

示す。また用いた TCM の符号化則を表 3.2 に示す。このとき用いる 16PSK のマッピングを図 3.3 に示す。上界・下界の近似式は計算機により求めた。

図 3.4 に送信機数 2, 受信アンテナ数 1 の 2×1 システムの上界の近似値 (upper) と下界の近似値 (lower) およびシミュレーション結果 (sim) を示す。用いたマッピングは表 3.2 の $S_{(1)}$, $S_{(2)}$ である。この図よりシミュレーション結果の BER 特性が高 E_b/N_0 において上界と下界の範囲内の値を取ることが確認できた。他の幾つかのマッピングに対しても同様の比較を行ったが、いずれの場合もシミュレーション結果の BER 特性が上界, 下界の近似値の範囲内に収まることが確認できた。以上より 2 信号における上界, 下界の近似値の計算の妥当性を示すことができた。

また図 3.5 に送信機数 3, 受信アンテナ数 1 の 3×1 システムの上界の近似値 (upper) と下界の近似値 (lower) およびシミュレーション結果 (sim) を示す。用いたマッピングは表 3.2 の $S_{(1)}, \dots, S_{(3)}$ である。この図よりシミュレーション結果の BER 特性が高 E_b/N_0 において上界と下界の範囲内の値を取ることが確認できた。また 2 信号の場合と同様の検討を行うことにより 3 信号の場合においても上界, 下界の近似値の計算の妥当性を示すことができた。

また図 3.6 に送信機数 4, 受信アンテナ数 1 の 4×1 システムの上界の近似値 (upper) と下界の近似値 (lower) およびシミュレーション結果 (sim) を示す。用いたマッピングは表 3.2 の $S_{(1)}, \dots, S_{(4)}$ である。この図より高 E_b/N_0 においてシミュレーション結果の BER 特性が上界と下界の範囲内の値を取ることが確認できた。低 E_b/N_0 において一部シミュレーション結果が上界以上の値を取る個所があるが、これは今回の検討がエラーイベント 1 のみを考慮し理想的なインタリーブを仮定したことによると考えられる。

3.4 まとめ

本章の内容をまとめる。3.2 節では TCC のレイリーフェージング伝搬路における誤り率の上界および下界の近似式を導出した。3.3 節ではこれらを実際に送信機数 2, 受信アンテナ数 1, 送信機数 3, 受信アンテナ数 1 および送信機数 4, 受信アンテナ数 1 のシステムに適用した。その結果

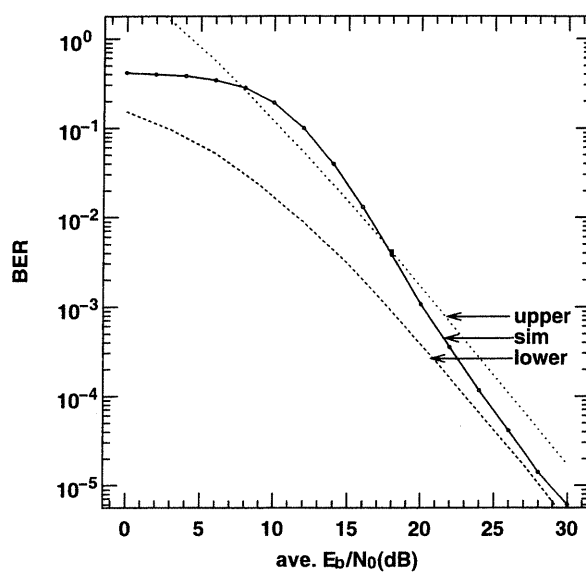


図 3.5: 3×1 レイリー 1 パスモデルのミュレーション結果と理論的上・下界の近似特性

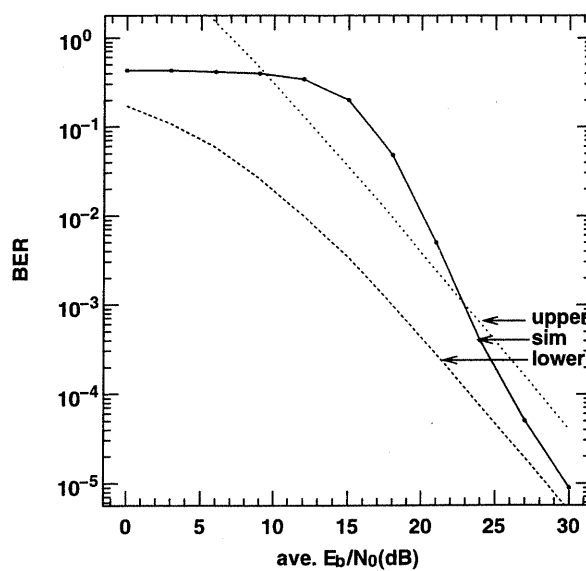


図 3.6: 4×1 レイリー 1 パスモデルのミュレーション結果と理論的上・下界の近似特性

近似式とシミュレーション結果が高 E_b/N_0 において良く一致することを確認した. 次章ではこの上界と下界の近似式を基に符号化の構成法について検討する.

第4章 符号化構成法

3章ではTCCの誤り率特性について上界, 下界の近似式を導出し, その妥当性を示した. この章ではこの上界式を用いて, レイリーフェージング伝搬路と準静的伝搬路の両方においてより誤り率特性の優れた符号化の簡易な構成法について検討する. まず構成の際に用いる, 一意に復号可能な符号であるUDC (Uniquely Decodable Codes) [18] や逆トレリス符号について説明する. これらの概念は準静的伝搬路において誤り率特性の優れた符号を設計する際に有効であることが知られている. 次に符号化の構成法について述べ, 最後に設計した符号の特性を計算機シミュレーションにより評価する.

4.1 UDC

UDCはTCCにおいて2信号分離を対象として設計されたTCMの組み合わせである. この符号化は準静的伝搬路において, 任意の位相差, 受信振幅比に対して全てのシンボル系列間でユークリッド距離を確保できるように設計されている. これによりTCMを用いないICE等で起こる信号点重なりを回避することが可能となる. その結果復号側では一意に復号を行うことができるため, UDCを用いることにより誤り率特性の向上に寄与することができる. 以下に数式を用いてUDCの性質について説明する.

トレリス図においてある状態から次の幾つかの状態に遷移することを分岐 (split) という. また幾つかの異なる状態から同じ状態に収束することを合流 (merge) という. 1例として1信号時における分岐と合流の様子を図4.1に示す. なおブランチの上に記した数字は, そのブランチを採用した際に用いる信号点を表す.

いま2信号の分岐時に正しいブランチにおける正しい複素信号を c_1, c_2 とおく. また誤ったブランチにおける誤った複素信号を e_1, e_2 とおく. さらに1信号, 2信号側の複素振幅をそれぞれ A_1, A_2 とすると正しい受信信号 r , 誤った受信信号 \tilde{r} は

$$r = A_1 c_1 + A_2 c_2 \quad (4.1)$$

$$\tilde{r} = A_1 e_1 + A_2 e_2 \quad (4.2)$$

と表される. r と \tilde{r} のユークリッド距離を d_E とおくと

$$\begin{aligned} d_E^2 &= |r - \tilde{r}|^2 \\ &= |A_1(c_1 - e_1) + A_2(c_2 - e_2)|^2 \\ &= |A_1\Delta_1 + A_2\Delta_2|^2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

と表すことができるので

$$||A_1\Delta_1| - |A_2\Delta_2||^2 \leq d_E^2 \leq (|A_1\Delta_1| + |A_2\Delta_2|)^2 \quad (4.4)$$

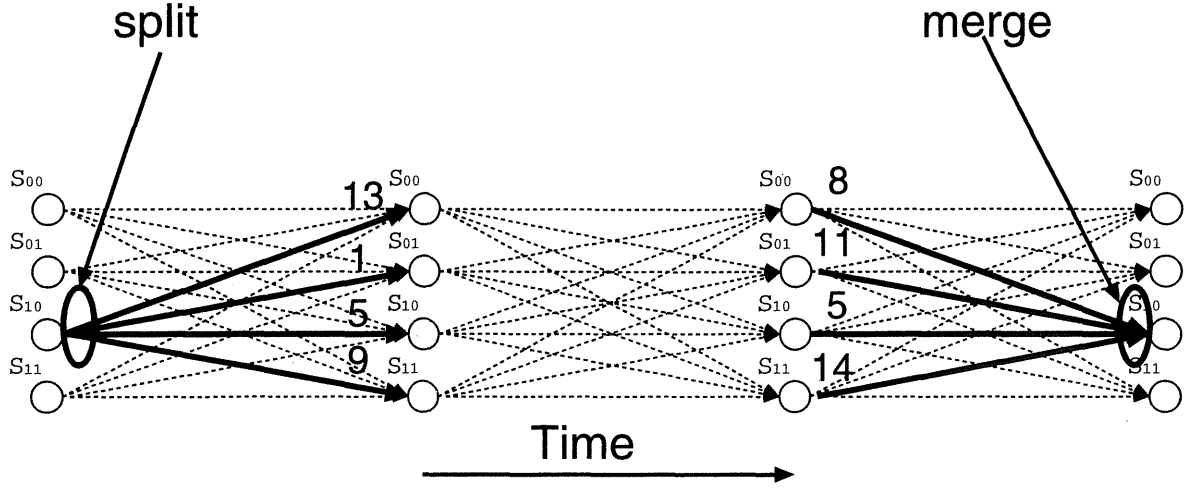


図 4.1: 分岐と合流

となり，ユークリッド距離の最小値を $d_{E,\min}$ ，最大値を $d_{E,\max}$ とすると

$$d_{E,\min}^2 = ||A_1\Delta_1| - |A_2\Delta_2||^2 \quad (4.5)$$

$$d_{E,\max}^2 = ||A_1\Delta_1| + |A_2\Delta_2||^2 \quad (4.6)$$

となる．いま 2 信号の強度が等しい準静的伝搬路を考えると

$$|A_1| = |A_2| = 1$$

とおけるので， $d_{E,\min}^2$ ， $d_{E,\max}^2$ は

$$d_{E,\min}^2 = ||\Delta_1| - |\Delta_2||^2 \quad (4.7)$$

$$d_{E,\max}^2 = ||\Delta_1| + |\Delta_2||^2 \quad (4.8)$$

となる．この $d_{E,\min}^2$ が 0 にならなければ用いたマッピングは一意的に復号可能であり，分岐において UDC であると言える．ここで Δ_1 ， Δ_2 は信号点同士の距離集合であると考えることができる．従って Δ_1 ， Δ_2 の構成要素に同じものがなければ，用いた符号の組み合わせは UDC であると言える．一例として表 4.1 に示した符号 UD_1 ， UD_2 を挙げる．これらの符号のマッピングを図 4.2 に示す． UD_1 ， UD_2 の距離集合をそれぞれ Δ_{UD_1} ， Δ_{UD_2} とおくと，図より

$$\Delta_{UD_1} = \{1.41, 2\} \quad (4.9)$$

$$\Delta_{UD_2} = \{0.390, 0.765, 1.11\} \quad (4.10)$$

となり，このとき $d_{E,\min}^2$ は

$$\begin{aligned} d_{E,\min}^2 &= |\sqrt{2} - 1.11|^2 \\ &= |0.304|^2 \\ &\neq 0 \end{aligned}$$

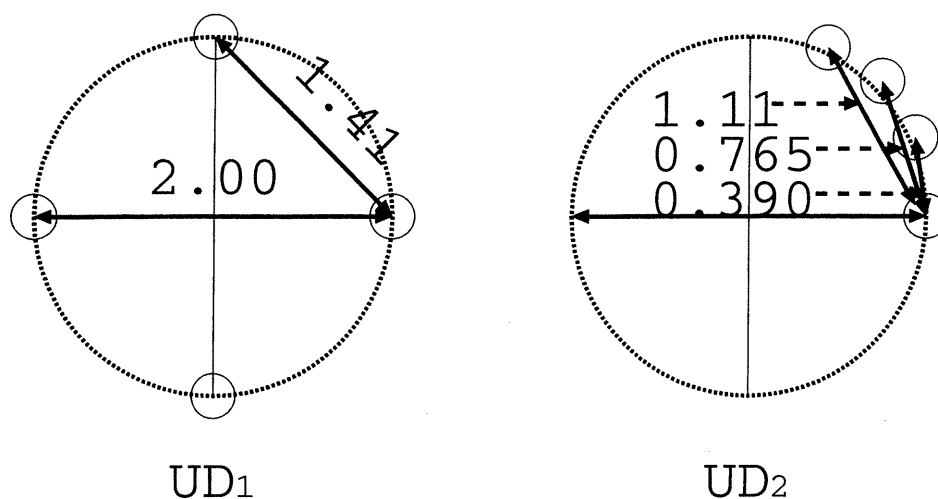


図 4.2: UDC 符号のマッピング

となるのでこのような2符号は分岐に関してUDCであることがわかる。

これまでは分岐に関する議論を行ったが、合流に関しても同様のことが言える。何故ならトレリス図上で分岐を時間方向に関して逆に展開したものが合流といえるからである。分岐と合流の両方についてUDCであるかどうか考えることで一層の特性改善を図ることができる。さらに信号を増やして3信号UDCを構成する場合、3信号目の距離集合は $d_{E,\min}$ 以上 $d_{E,\max}$ 以下の要素を含んではならない。上記の例では $d_{E,\min} = 0.304$, $d_{E,\max} = 3.11$ となり16PSKの場合では3信号UDCの構成は実際には不可能であることが分かる。そこで多信号のうち2信号の組み合わせがそれぞれUDCであれば誤り率の劣化を抑制できることが分かっており[19]、符号化構成において有効である。

4.2 逆トレリス符号

表 4.1: 2信号TCMの符号化則

N-UD ₁					UD ₁				prop1 ₁			
Symbol					Symbol				Symbol			
State	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	12	8	0	4	8	12	0	4	8	12
1	1	5	13	9	1	5	9	13	3	7	11	15
2	3	7	15	11	3	7	11	15	13	1	5	9
3	2	6	14	10	2	6	10	14	6	10	14	2

N-UD ₂					UD ₂				prop1 ₂			
Symbol					Symbol				Symbol			
State	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	8	12	0	2	3	1	0	3	13	6
1	13	9	5	1	4	6	7	5	4	7	1	10
2	15	11	7	3	8	10	11	9	8	11	5	14
3	2	6	10	14	12	14	15	13	12	15	9	2

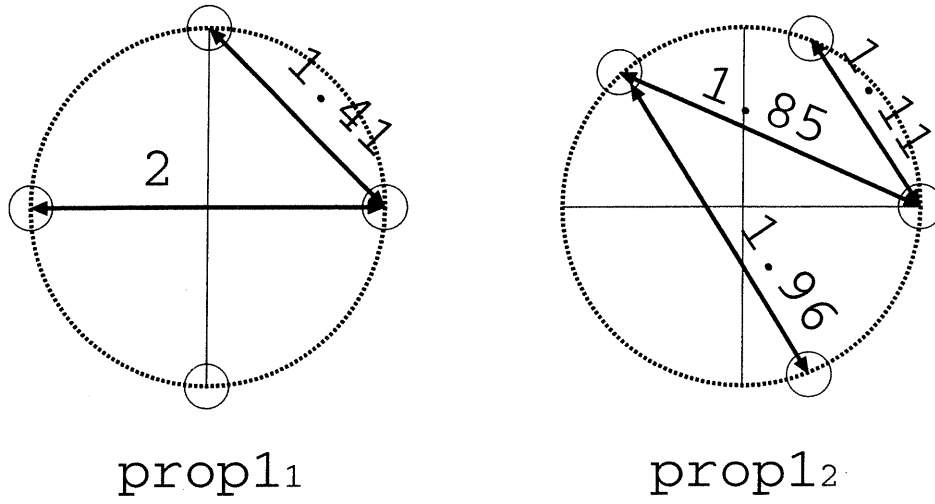


図 4.3: 提案符号のマッピング

ここでは今回 UDC を構成する際に用いた逆トレリス符号について 16PSK を例にとって説明する．表 4.1 の prop1_1 のように信号点配置に重複のないマッピングを考える．このマッピングから次のような 4×4 の行列 M_{prop1_1} を作ることができる．

$$M_{\text{prop1}_1} = \begin{bmatrix} 0 & 4 & 8 & 12 \\ 3 & 7 & 11 & 15 \\ 13 & 1 & 5 & 9 \\ 6 & 10 & 14 & 2 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

次に M_{prop1_2} が M_{prop1_1} の転置行列 $M_{\text{prop1}_1}^T$ となるようにする．すなわち

$$M_{\text{prop1}_2} = M_{\text{prop1}_1}^T \quad (4.12)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 3 & 13 & 6 \\ 4 & 7 & 1 & 10 \\ 8 & 11 & 5 & 14 \\ 12 & 15 & 9 & 2 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

となる行列を考える．これを基に作成したマッピングが prop1_2 である． prop1_1 と prop1_2 のマッピングを図 4.3 に示す． prop1_1 と prop1_2 の距離集合をそれぞれ Δ_{prop1_1} ， Δ_{prop1_2} とおくと

$$\Delta_{\text{prop1}_1} = \{1.41, 2\} \quad (4.14)$$

$$\Delta_{\text{prop1}_2} = \{1.11, 1.85, 1.96\} \quad (4.15)$$

であり，この二つのマッピング間の最小ユークリッド距離の 2 乗 $d_{E,\min}^2$ は

$$d_{E,\min}^2 = |2 - 1.96|^2$$

となるので prop1_1 ， prop1_2 は UDC であると言える．

逆トレリス符号を用いると容易に 2 信号 UDC を作ることができる．このため簡易な符号構成法が可能となる．

4.3 符号化の構成法

ここでは多信号 TCM の構成法について手順を追って説明する．ただしこの方法は逆トレリスを用いることにより 2 信号時において優れた特性の符号を簡易に作ることはできるが，最高の誤り率特性を実現する最適符号を構成する保証はない．

1, 1 信号で探索する

まず送信機数 1 の場合について考える．各マッピングのレイリーフェージング伝搬路における上界の近似値を比較する．上界の近似値は式 (3.26) により求める．この値を比較することにより，誤り率特性の優劣の目安とすることができる．特定の分岐距離集合を有する符号に関して上界の近似値が小さくなるものを全探索し，選択する．

2, UDC となる組み合わせを作成する

符号とその逆トレリス符号である符号の組み合わせを送信機数 2 の TCC に適用する．このときこれらの符号の組み合わせは UDC となることを利用している．

1 信号でレイリーフェージング伝搬路において特性の良い符号を組み合わせると多信号のレイリーフェージング伝搬路でも特性の良い符号が得られるという考え方は，次のような根拠に基づいている．すなわち 2 信号以上のレイリーフェージング伝搬路における特性が，1 信号のそれに漸近するという事実である．1 例として図 4.4 に 2 信号と 1 信号の誤り率特性の比較を示す．これらの図より 2 信号の特性が 1 信号の特性に漸近することが分かる．

このことは 3 章の内容からも説明できる．式 (3.25) において距離積 d_p を大きくすれば誤り率を小さくできることを説明した．式 (3.24) において d_p^2 を展開すると

$$d_p^2 = |\Delta_1(1)|^2|\Delta_1(2)|^2 + |\Delta_2(1)|^2|\Delta_2(2)|^2 + |\Delta_1(1)|^2|\Delta_2(2)|^2 + |\Delta_2(1)|^2|\Delta_1(2)|^2 \quad (4.16)$$

となる． $d_{p11}^2 = |\Delta_1(1)|^2|\Delta_1(2)|^2$ ， $d_{p22}^2 = |\Delta_2(1)|^2|\Delta_2(2)|^2$ ， $d_{p12}^2 = |\Delta_1(1)|^2|\Delta_2(2)|^2$ ， $d_{p21}^2 = |\Delta_2(1)|^2|\Delta_1(2)|^2$ とおくと式 (4.16) は

$$d_p^2 = d_{p11}^2 + d_{p22}^2 + d_{p12}^2 + d_{p21}^2 \quad (4.17)$$

と表せる．いま d_p の最小値を $d_{p,\min}$ とおくと式 (3.25) は次のようになる．

$$\begin{aligned} P(c \rightarrow e) &\simeq \frac{1}{2N_{\text{all}}} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-2} d_p^{-2} \\ &\leq \frac{1}{2N_{\text{all}}} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-2} d_{p,\min}^{-2} \end{aligned} \quad (4.18)$$

$d_{p,\min}$ は次の 2 通りが考えられる．

1, 2 信号のうち 1 信号のみ誤る

このとき $|\Delta_1(1)| = |\Delta_1(2)| = 0$ または $|\Delta_2(1)| = |\Delta_2(2)| = 0$ となるので

$$d_{p,\min}^2 = \min\{d_{p11}^2, d_{p22}^2\} \quad (4.19)$$

となる．

1, 2 信号とも誤る

このときは

$$d_{p,\min}^2 = \min\{d_{p11}^2 + d_{p22}^2 + d_{p12}^2 + d_{p21}^2\} \quad (4.20)$$

となる．

式 (4.19) と式 (4.20) を比較すると明らかに前者の方が小さい．最悪条件として $d_{p,\min}$ を考えると，式 (4.19) の最小値が支配的となる．このことから 2 信号の特性が 1 信号の特性に漸近することが分かる．

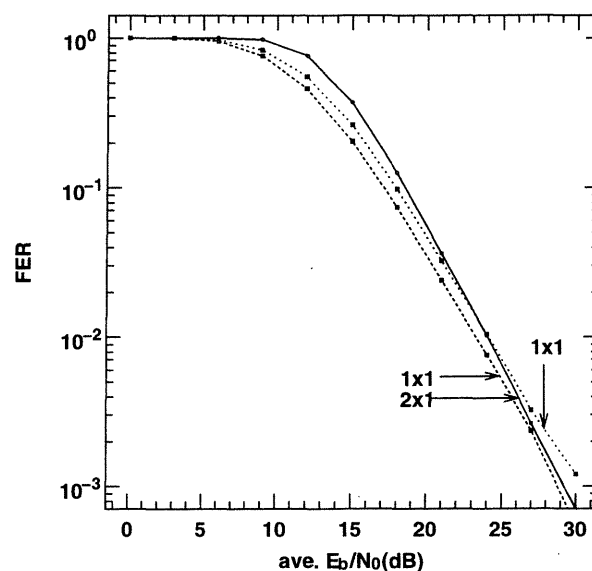


図 4.4: レイリーフェージング伝搬路における 2×1 および 1×1 の特性比較

表 4.2: 計算機シミュレーション諸元

変調方式	TC-16PSK
$f_D T_s$	1/200
送受信フィルタ	ルートナイキスト (ロールオフ率 0.5)
伝搬路推定	理想
インタリーブサイズ	2 [32]
情報系列	250 シンボル
送受信機数	2×1 , 3×1 , 4×1

4.4 計算機シミュレーション諸元

前節の方法によって設計した符号の特性を計算機シミュレーションを用いて評価する。計算機シミュレーション諸元を表 4.2 に示す。なおこれ以降で行う計算機シミュレーションの諸元もこれに準ずる。

変調方式は 4 状態トレリス符号化 16PSK である。伝搬路は 1 パスレイリーフェージング伝搬路と準静的伝搬路を考慮する。また伝搬路推定は理想とする。送信機数は 2, 受信アンテナ数は 1 とする。また今回用いた符号を表 4.1 に示す。表中の符号 N-UD は従来より用いられている UDC ではない符号である。また UD は準静的伝搬路に特化して設計されている。prop1 が今回提案する符号である。また誤り率特性の評価基準としてフレーム誤り率 (FER: Frame Error Rate) を用いる。これは STC 等の評価方法としてよく用いられる基準である。

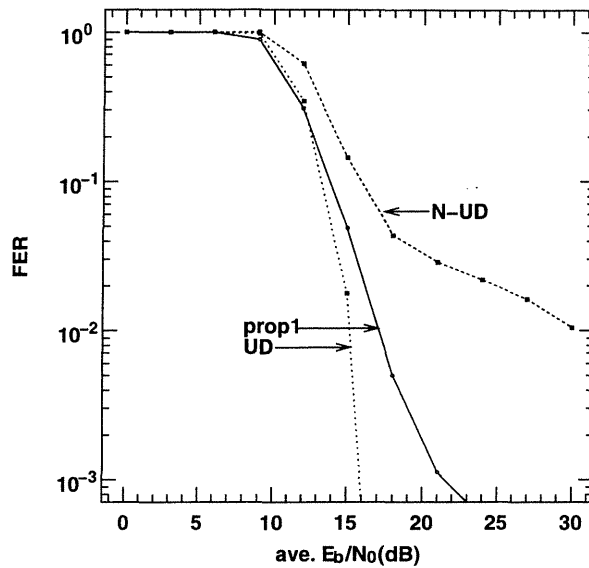


図 4.5: 準静的伝搬路における 2×1 の特性図

4.5 特性評価

図 4.5, 図 4.6 にそれぞれ準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路におけるシミュレーション結果を示す. 準静的伝搬路においては prop1 は最も優れた特性を示す符号 UD と比較して, 特性の劣化が $\text{FER} = 10^{-3}$ 付近において 5.5dB 程度にとどまっており, 比較的良好な特性を示すといえる. またレイリーフェージング伝搬路においては符号 UD, N-UD に比較して $\text{FER} = 10^{-2}$ において 2dB 程度優れた特性を示すことが分かる. 以上より提案符号は準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路の両方で良好な特性を示すといえる.

次に今回構成した符号は遅延波を想定して構成していないが, 図 4.7, 図 4.8 にそれぞれ準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路の 2パスモデルにおけるシミュレーション結果を示す. 用いたのは送信機数 2, 受信アンテナ数 1 の 2×1 信号システムである. 符号化則は表 4.1 に示す. 図より提案符号 (prop1) は準静的伝搬路においては UD と比較して特性の劣化が $\text{FER} = 10^{-2}$ 付近において 2.5dB 程度にとどまっており, 比較的良好な特性を示すといえる. またレイリーフェージング伝搬路においては符号 N-UD に比較して $\text{FER} = 10^{-2}$ 付近において 3dB 程度優れた特性を示すことが分かる.

4.6 多信号への拡張

ここでは 2 信号において効果の見られた手法を 3 信号, 4 信号に拡張した場合について検討する.

4.6.1 3 信号への拡張

送信機数 2, 受信アンテナ数 1 の 2×1 信号システムにおいて特性改善効果が見られた符号を送信機数 3, 受信アンテナ数 1 の 3×1 信号システムに拡張することを考える. その拡張の手法について説明する.

まず 2 信号で用いた提案符号と同様の特性を有する符号として全探索の結果 16 通りの符号を得

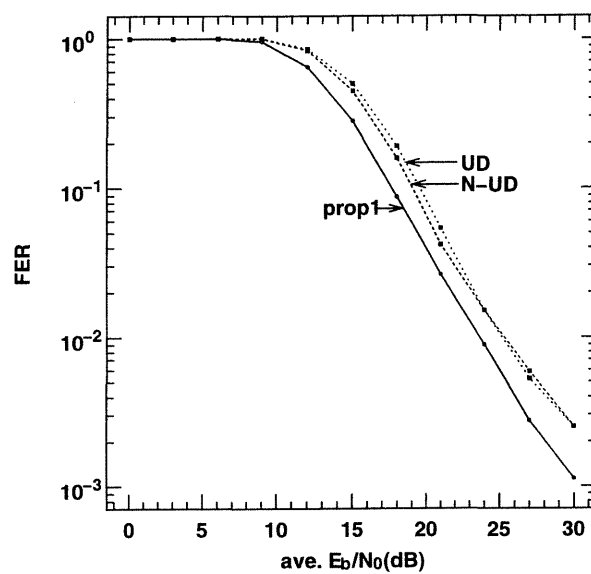


図 4.6: レイリーフェージング伝搬路における 2×1 の特性図

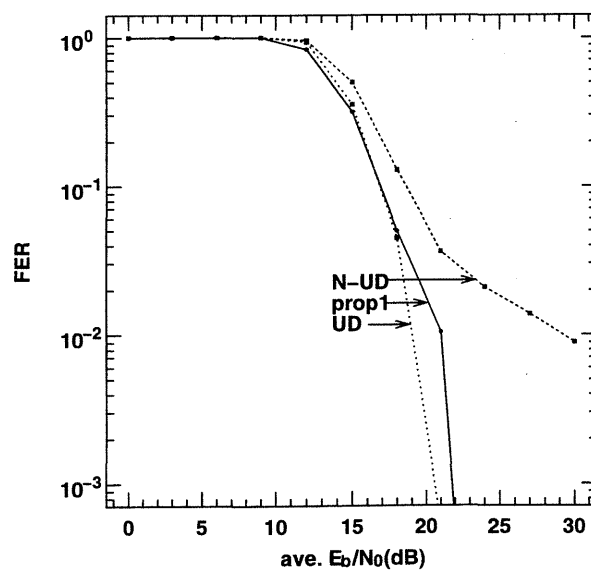


図 4.7: 2 パス準静的伝搬路における 2×1 の特性図

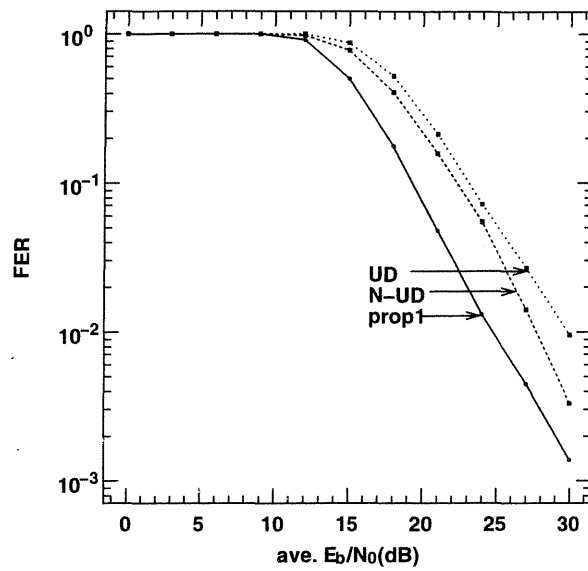


図 4.8: 2 パスレイリーフェージング伝搬路における 2×1 の特性図

表 4.3: 3 信号の符号化則

State	N-UD ₁				UD ₁				prop1 ₁			
	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol
0	0	4	12	8	0	4	8	12	0	4	8	12
1	1	5	13	9	1	5	9	13	13	1	5	9
2	3	7	15	11	3	7	11	15	3	7	11	15
3	2	6	14	10	2	6	10	14	10	14	2	6

State	N-UD ₂				UD ₂				prop1 ₂			
	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol
0	0	4	8	12	0	2	3	1	0	8	12	4
1	13	9	5	1	4	6	7	5	13	5	9	1
2	15	11	7	3	8	10	11	9	7	15	3	11
3	2	6	10	14	12	14	15	13	10	2	6	14

State	N-UD ₃				UD ₃				prop1 ₃			
	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol	Symbol
0	0	4	8	12	0	12	4	8	0	13	3	10
1	13	9	5	1	4	0	8	12	4	1	7	14
2	2	6	10	14	8	4	12	0	8	5	11	2
3	15	11	7	3	12	8	0	4	12	9	15	6

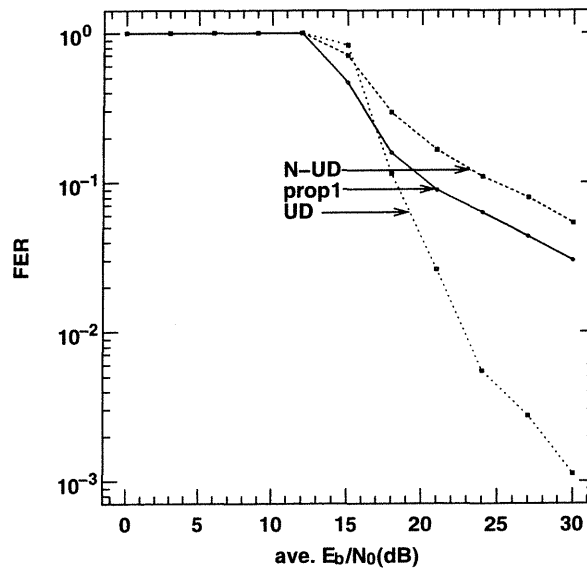


図 4.9: 準静的伝搬路における 3×1 の特性図

た. これらの符号と, 16通りの候補符号の逆トレリス符号との組み合わせを考える. これらの組み合わせについて2信号で誤り率特性を計算し, 最良の組み合わせを選ぶ. そして片方の符号の逆トレリス符号を組み合わせ. UDCとなるマッピングの組み合わせが存在する3信号のマッピングを考えた. このように構成した符号と, 準静的伝搬路用に設計された符号(UD), およびUDではないがレイリーフェージング伝搬路において誤り率特性の良い符号(N-UD)を比較する. 用いた符号化則を表4.3に示す.

図4.9, 図4.10にそれぞれ準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路におけるシミュレーション結果を示す. 図より提案符号(prop1)は, レイリーフェージング伝搬路においては優れた特性を示すものの, 準静的伝搬路においては特性曲線の傾きが鈍り, 平均 E_b/N_0 を上げてても FER の特性は良くならない. これをフロアを引く状態と呼ぶ. フロアを引く原因は符号UDCが3信号のマッピングの組み合わせが全てUDCであるのに対し, 提案符号にはUDCでない組が存在するためであると考えられる. すなわち提案符号はレイリーフェージング伝搬路での優れた特性と引き替えに準静的伝搬路では特性の劣化を被る結果となっている.

4.6.2 4信号への拡張

次に3信号システムと同様に送信機数2, 受信アンテナ数1の 2×1 信号システムにおいて特性改善効果が見られた符号を送信機数4, 受信アンテナ数1の 4×1 信号システムに拡張することを考える. その拡張の手法について説明する.

まず2信号のレイリーフェージング伝搬路において誤り率特性の良い符号を探索する. 全探索の結果その候補として16組を得た. その中から上位2組を選ぶ. この2組を組み合わせ, 4信号に適用する. このように構成した符号と, 準静的伝搬路用に設計された符号(UD), およびUDではないがレイリーフェージング伝搬路において誤り率特性の良い符号(N-UD)を比較する. 用いた符号化則を表4.4に示す.

図4.11, 図4.12にそれぞれ準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路におけるシミュレーション結果を示す. 図より提案符号(prop1)は, レイリーフェージング伝搬路においては優れた特

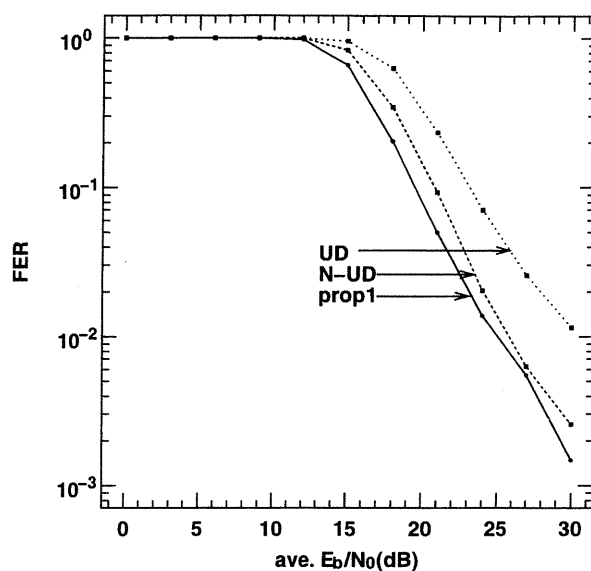


図 4.10: レイリーフェージング伝搬路における 3×1 の特性図

表 4.4: 4 信号 TCM の符号化則

N-UD ₁					UD ₁				prop1 ₁			
State	0	Symbol			0	Symbol			0	Symbol		
		1	2	3		1	2	3		1	2	3
0	0	4	12	8	0	4	8	12	0	8	4	12
1	1	5	13	9	1	5	9	13	13	5	1	9
2	3	7	15	11	3	7	11	15	7	15	11	3
3	2	6	14	10	2	6	10	14	10	2	14	6

N-UD ₂					UD ₂				prop1 ₂			
State	0	Symbol			0	Symbol			0	Symbol		
		1	2	3		1	2	3		1	2	3
0	0	4	8	12	0	2	3	1	0	13	7	10
1	13	9	5	1	4	6	7	5	8	5	15	2
2	15	11	7	3	8	10	11	9	4	1	11	14
3	2	6	10	14	12	14	15	13	12	9	3	6

N-UD ₃					UD ₃				prop1 ₃			
State	0	Symbol			0	Symbol			0	Symbol		
		1	2	3		1	2	3		1	2	3
0	0	4	8	12	0	12	4	8	0	12	8	4
1	13	9	5	1	4	0	8	12	3	15	11	7
2	2	6	10	14	8	4	12	0	13	9	5	1
3	15	11	7	3	12	8	0	4	6	2	14	10

N-UD ₄					UD ₄				prop1 ₄			
State	0	Symbol			0	Symbol			0	Symbol		
		1	2	3		1	2	3		1	2	3
0	0	4	12	8	0	3	6	9	0	3	13	6
1	1	5	13	9	3	6	9	12	12	15	9	2
2	2	6	14	10	6	9	12	15	8	11	5	14
3	3	7	15	11	9	12	15	2	4	7	1	10

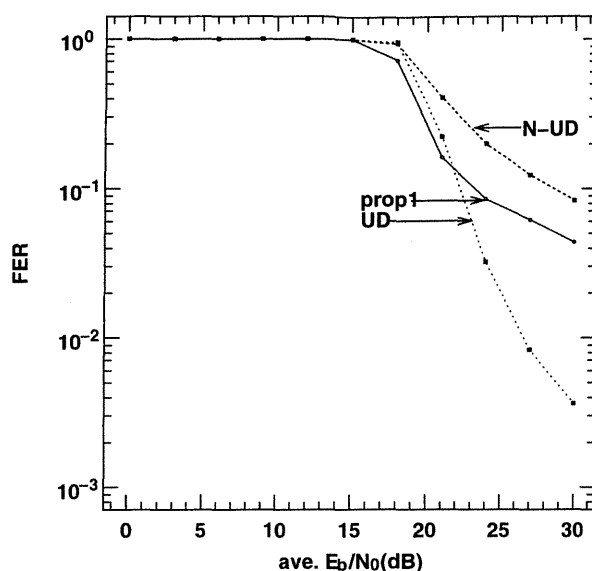


図 4.11: 準静的伝搬路における 4×1 の特性図

性を示すものの、準静的伝搬路においては3信号の場合と同様にフロアを引き、誤り率特性の改善が見込めない結果となった。これは符号UDCが4信号のマッピングの組み合わせが全てUDCであるのに対し、提案符号にはUDCでない組が存在するためであると考えられる。すなわち提案符号は 3×1 信号システムの場合と同様にレイリーフェージング伝搬路での優れた特性と引き替えに準静的伝搬路では特性の劣化を被る結果となっている。

4.7 異なる変調方式の導入

4.6節では、2信号の符号構成法を3信号、4信号に拡張することを試みた。レイリーフェージング伝搬路では優れた特性を示す符号を構成できたが、準静的伝搬路において課題を残した。ここではレイリーフェージング伝搬路だけでなく準静的伝搬路、さらには仲上・ライスフェージング伝搬路において優れた特性を示す符号の構成を行うために異なる変調方式を用いる手法を導入する。

4.7.1 16PSK と 16QAM の併用

4.6節においては、変調方式としてTC-16PSKのみを用いていた。多信号システムにおいてもマッピングにおいて全ての2信号の組み合わせがUDCとなるような符号化を考える必要がある。しかしこれは一つの変調方法だけを用いるという前提においては信号数が増えれば増える程困難である。そこでTC-16PSKと他の変調方式を組み合わせることでUDCが構成できる可能性を考える。本論文ではTC-16QAMとの組み合わせを考える。図4.13に16QAMのマッピングを示す。

いま図4.14に示した16QAMのマッピング(prop2₃)を考える。このマッピングの距離集合 Δ_{prop2_3} は

$$\Delta_{\text{prop2}_3} = \{1.26, 1.79\} \quad (4.21)$$

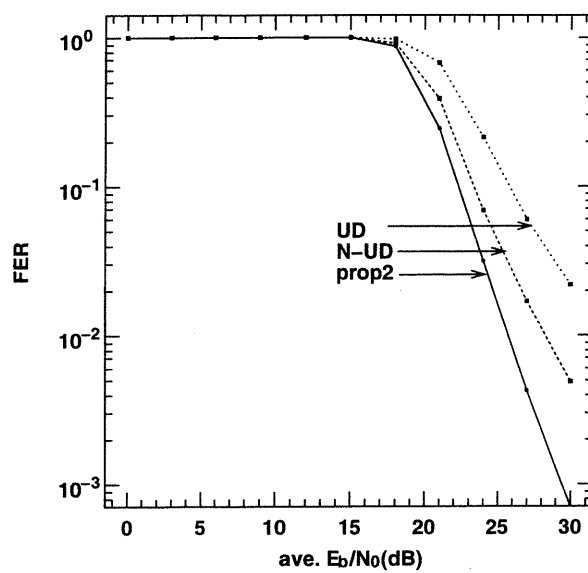
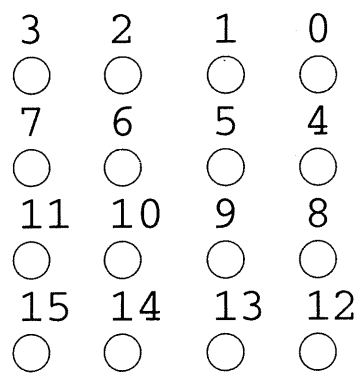
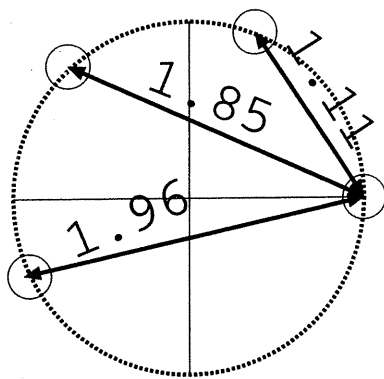


図 4.12: レイリーフェージング伝搬路における 4×1 の特性図

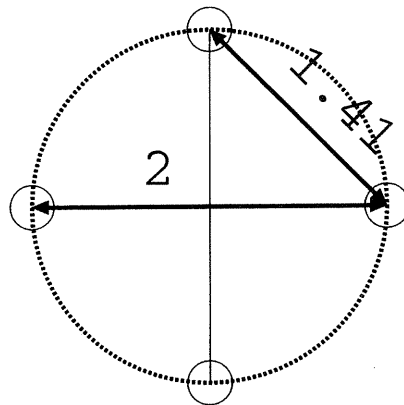


16QAM

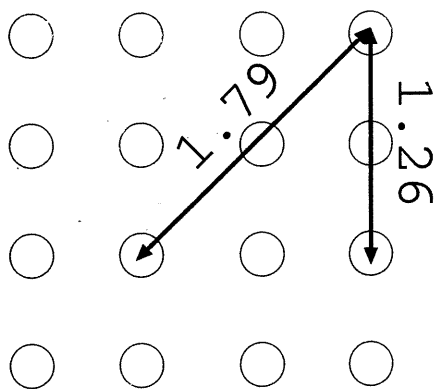
図 4.13: 16QAM のマッピング



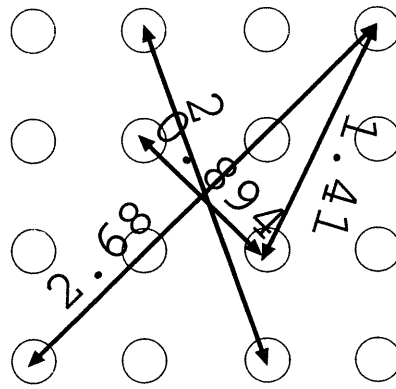
prop2₁



prop2₂



prop2₃



prop2₄

図 4.14: 新たな提案符号のマッピング

となる． $\Delta_{\text{prop}2_3}$ と $\Delta_{\text{prop}2_1}$, $\Delta_{\text{prop}2_2}$ との最小ユークリッド距離を $d_{\text{E},\min(\Delta_{\text{prop}2_1},\Delta_{\text{prop}2_3})}^2$, $d_{\text{E},\min(\Delta_{\text{prop}2_2},\Delta_{\text{prop}2_3})}^2$ と定義すると，

$$d_{\text{E},\min(\Delta_{\text{prop}2_1},\Delta_{\text{prop}2_3})}^2 = |1.41 - 1.96|^2 \quad (4.22)$$

$$d_{\text{E},\min(\Delta_{\text{prop}2_2},\Delta_{\text{prop}2_3})}^2 = |1.85 - 1.79|^2 \quad (4.23)$$

となり，提案符号が分岐における全ての2信号の組み合わせにおいてUDCであることが分かる．次に3信号と4信号に適用する場合の16PSKと16QAMの組み合わせ方について説明する．

1, 1信号で探索する

まず送信機数1の場合について考える．16PSK, 16QAMの各マッピングのレイリーフェージング伝搬路における上界の近似値を比較する．上界の近似値は式(3.26)により求める．この値を比較することにより，誤り率特性の優劣の目安とすることができる．特定の距離集合を有する符号のうち上界の近似値が最小となるものを探索し，選択する．

2, UDCとなる組み合わせを作成する

まず16PSK符号とその逆トレリス符号である符号を組み合わせでUDCを作る．これに1信号で探索して選択した16QAMの符号を組み合わせ3信号に適用する．また4信号に拡張する場合は，3信号時に用いた16QAMのマッピングの逆トレリス符号を組み合わせる．

4.7.2 3信号への拡張

表4.5の $\text{prop}2_1, \dots, \text{prop}2_3$ の符号化則を用いた．また図4.14に今回用いたマッピングの距離集合の様子を示す．TC-16PSKのUDCとなる符号の組み合わせに16QAMの符号を併用して3信号に拡張した．今回用いたQAM符号は，1信号システムにおいてレイリーフェージング伝搬路にて優れた特性を示すという条件で上界を用いて探索したものである．送信機数3，受信アンテナ数1のシステムにおける誤り率特性を図4.15，図4.16に示す．両図から分かるようにこのマッピングは準静的伝搬路，レイリーフェージング伝搬路の両方において優れた特性を示す．準静的伝搬路ではFERが 10^{-3} において提案符号(prop2)は，準静的伝搬路に特化して設計した符号(UD)に比べて7dB以上の特性改善を実現している．またレイリーフェージング伝搬路ではFER = 10^{-2} においてprop2は，UDに比べて2dBの特性改善を実現している．

4.7.3 4信号への拡張

表4.5の $\text{prop}2_1, \dots, \text{prop}2_4$ の符号化則を用いた．信号点配置は図4.14のようになる．TC-16PSKのUDCとなる符号の組み合わせに16QAMの符号を併用して4信号に拡張した．今回用いたQAM符号は，3信号システムの場合と同様に1信号システムにおいてレイリーフェージング伝搬路において優れた特性を示すという条件で上界を用いて探索したものである．送信機数4，受信アンテナ数1の場合のシミュレーション結果を図4.17，図4.18に示す．両図から分かるようにこのマッピングは準静的伝搬路，レイリーフェージング伝搬路の両方において優れた特性を示す．準静的伝搬路ではFER = 10^{-2} においてprop2は，UDに比べて3dB，FER = 10^{-3} において4dB以上の特性改善を実現している．またレイリーフェージング伝搬路ではFER = 10^{-2} においてprop2は，UDに比べて2dBの特性改善を実現している．

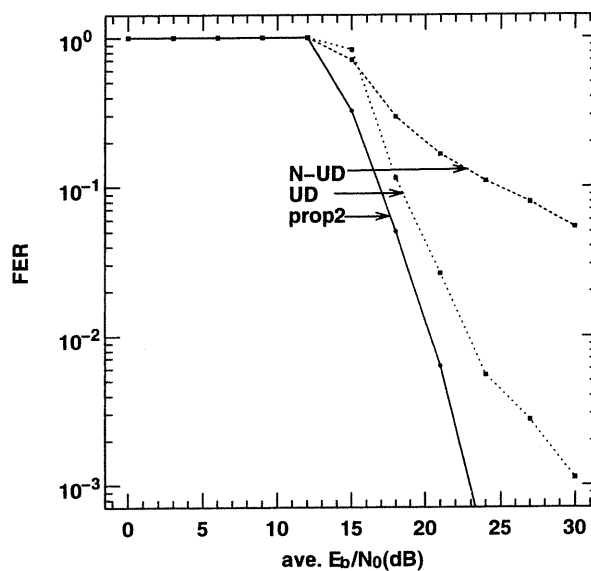


図 4.15: 準静的伝搬路における 3×1 の特性図

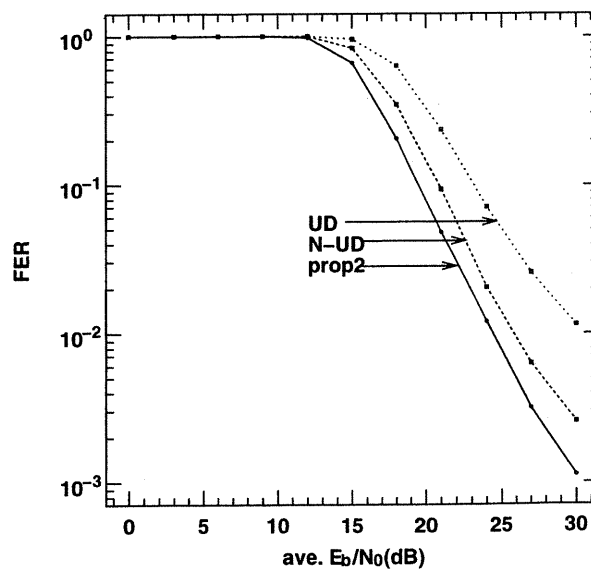


図 4.16: レイリーフェージング伝搬路における 3×1 の特性図

表 4.5: 3,4 信号 TCM の新たな符号化則

N-UD ₁					UD ₁				prop2 ₁			
State	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	12	8	0	4	8	12	0	3	9	6
1	1	5	13	9	1	5	9	13	8	11	1	14
2	3	7	15	11	3	7	11	15	4	7	13	10
3	2	6	14	10	2	6	10	14	12	15	5	2

N-UD ₂					UD ₂				prop2 ₂			
State	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	8	12	0	2	3	1	0	4	8	12
1	13	9	5	1	4	6	7	5	9	13	1	5
2	15	11	7	3	8	10	11	9	3	7	11	15
3	2	6	10	14	12	14	15	13	6	10	14	2

N-UD ₃					UD ₃				prop2 ₃			
State	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	8	12	0	12	4	8	0	2	8	10
1	13	9	5	1	4	0	8	12	9	11	1	3
2	2	6	10	14	8	4	12	0	6	4	14	12
3	15	11	7	3	12	8	0	4	15	13	7	5

N-UD ₄					UD ₄				prop2 ₄			
State	0	1	2	3	0	1	2	3	0	1	2	3
0	0	4	12	8	0	3	6	9	0	9	6	15
1	1	5	13	9	3	6	9	12	2	11	4	13
2	2	6	14	10	6	9	12	15	8	1	14	7
3	3	7	15	11	9	12	15	2	10	3	12	5

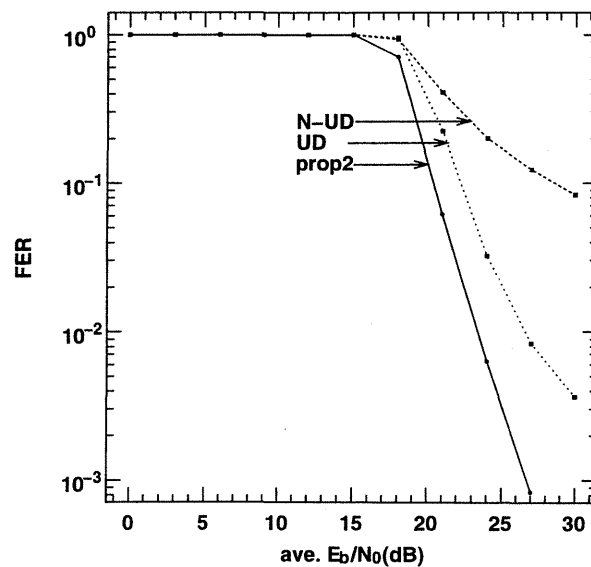


図 4.17: 準静的伝搬路における 4×1 の特性図

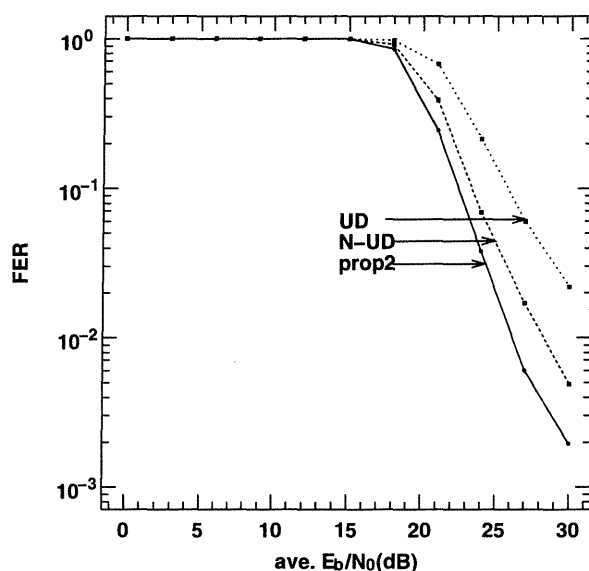


図 4.18: レイリーフェージング伝搬路における 4×1 の特性図

4.8 仲上・ライスフェージング伝搬路における誤り率特性の評価

4.7.1 節では準静的伝搬路とレイリーフェージング伝搬路における誤り率特性を評価した。ここでは仲上・ライスフェージング伝搬路における誤り率特性を評価する。また以下の検討においては、受信アンテナを複数用い、それらに相関があると仮定する。受信アンテナの配置は 0.2 波長を半径とする円上に均等に配置する。これは [19] に基づいた十分な間隔であると考えられる。図 4.19, 図 4.20 に受信アンテナ数 2, 3 の場合のアンテナ間隔対フレーム誤り率特性を示す。それぞれ平均 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, 平均 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ で一定とした。この図からも 0.2 波長が適切であると分かる。

4.8.1 3 信号における特性

ここでは送信機数 3, 受信アンテナ数 2 および 3 の場合を考える。符号化則は表 4.5 を用いる。まず図 4.21 に送信機数 3, 受信アンテナ数 2 の 3×2 信号システムにおける誤り率特性を示す。平均 $E_b/N_0 = 15$ で一定とした。ライسفアクタ k が 0 の近傍では、提案符号 (prop2) は最も優れた特性を示し、レイリーフェージング伝搬路での良い特性を裏付けている。ただし k が 12 を越えると UD が提案符号よりも優れた特性を示すようになる。

次に図 4.22 に送信機数 3, 受信アンテナ数 3 の 3×3 信号システムにおける誤り率特性を示す。平均 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ で一定とした。ライسفアクタ k が 0 の全域に渡り提案符号 (prop2) は最も優れた特性を示し、レイリーフェージング伝搬路および準静的伝搬路での良い特性を裏付けている。

4.8.2 4 信号における特性

ここでは送信機数 4, 受信アンテナ数 2, 3 の場合を考える。用いる符号化則を表 4.5 に示す。

まず図 4.23 に送信機数 4, 受信アンテナ数 2 の 4×2 信号システムにおける誤り率特性を示す。ただし平均 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ で一定とした。ライسفアクタ k が 0 の近傍では、提案符号 (prop2)

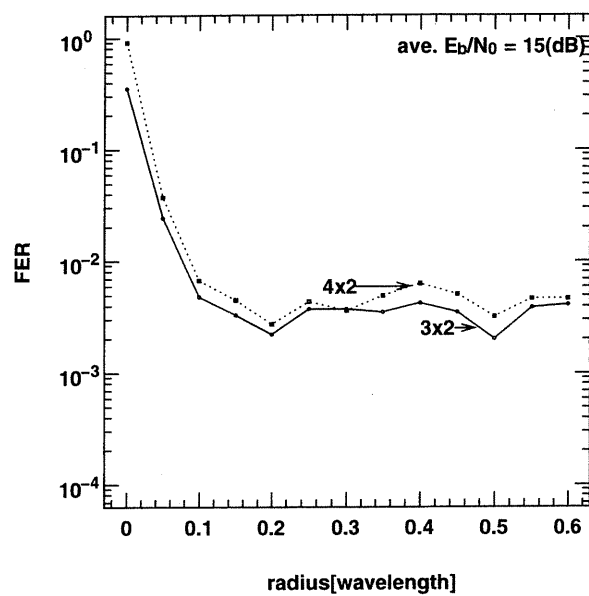


図 4.19: 平均 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ 時の受信アンテナ数 2 の場合のアンテナ間隔対フレーム誤り率特性

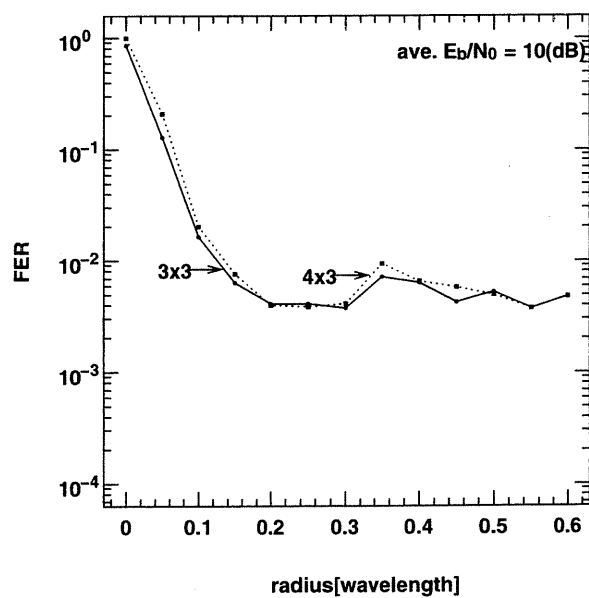


図 4.20: 平均 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 時の受信アンテナ数 3 の場合のアンテナ間隔対フレーム誤り率特性

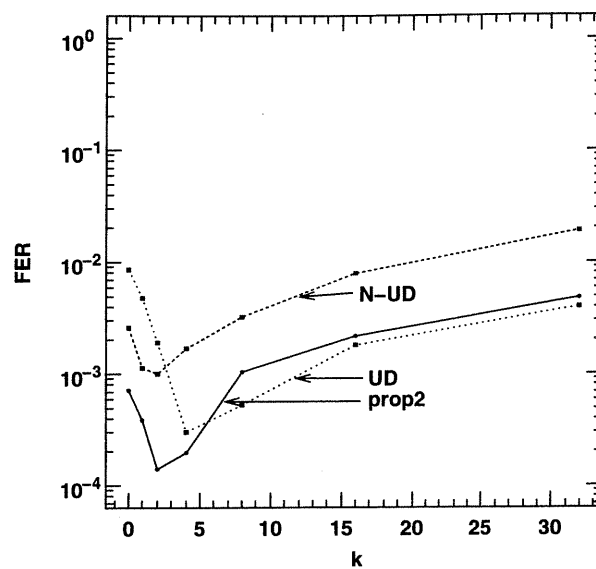


図 4.21: 平均 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ 時の仲上・ライスフェージング伝搬路における 3×2 の特性図

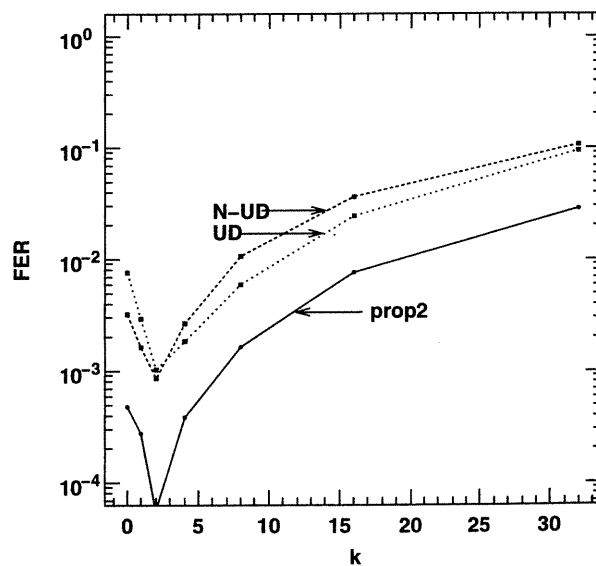


図 4.22: 平均 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 時の仲上・ライスフェージング伝搬路における 3×3 の特性図

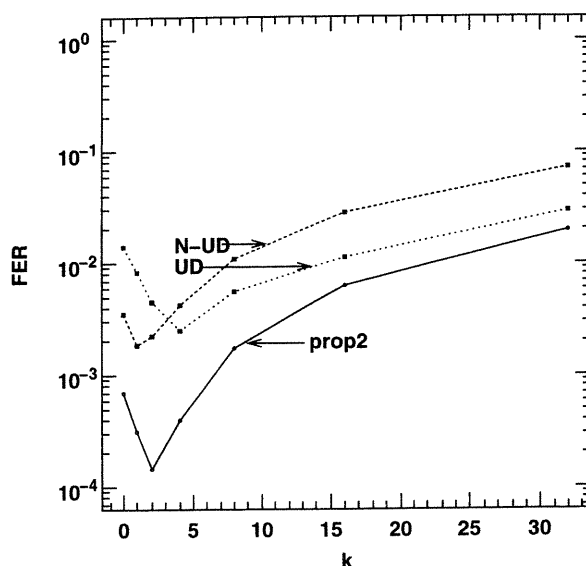


図 4.23: 平均 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ 時の仲上・ライスフェージング伝搬路における 4×2 の特性図

は最も優れた特性を示し、レイリーフェージング伝搬路での良い特性を裏付けている。また k の全域に渡り提案符号は他の符号に比べて最良の特性を示し、準静的伝搬路での特性の良さをも証明する形となっている。

続いて図 4.24 に送信機数 4、受信アンテナ数 3 の 4×3 信号システムにおける誤り率特性を示す。ただし平均 $E_b/N_0 = 11\text{dB}$ で一定とした。 4×2 信号システムの場合と同様に優れた特性を示すことが分かる。

4.9 遅延波の存在下における誤り率特性の評価

ここでは今回構成した符号が、遅延波の存在する環境で示す誤り率特性について評価検討する。今回の構成法では遅延波については全く考慮していない。

4.9.1 3 信号における特性

図 4.25 , 図 4.26 にそれぞれ準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路の等電力 2 パスモデルにおけるシミュレーション結果を示す。用いたのは送信機数 3、受信アンテナ数 1 の 3×1 信号システムである。符号化則は表 4.5 を用いた。図より提案符号 (prop2) は、準静的伝搬路においては符号 UD と比較して $\text{FER} = 10^{-2}$ において 2dB, $\text{FER} = 10^{-3}$ において 4dB 以上の特性改善を実現している。レイリーフェージング伝搬路においては符号 N-UD に比較して $\text{FER} = 10^{-2}$ において 2dB の特性改善を実現している。

4.9.2 4 信号における特性

図 4.27 , 図 4.28 にそれぞれ送信機数 4、受信アンテナ数 1 の 4×1 信号システムの場合の準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路の等電力 2 パスモデルにおけるシミュレーション結果

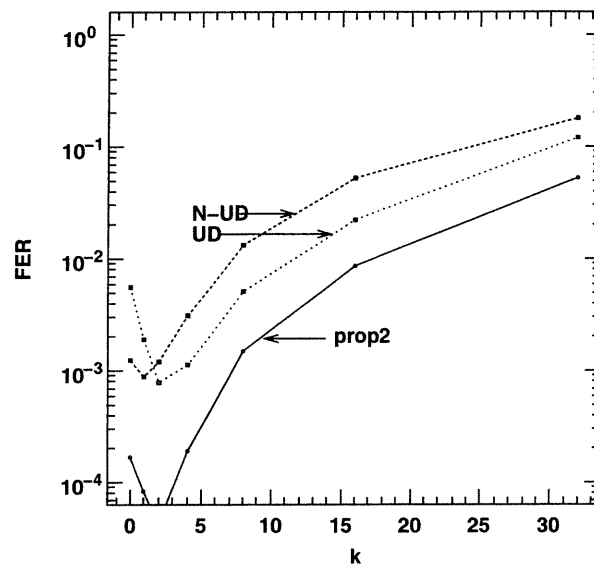


図 4.24: 平均 $E_b/N_0 = 11\text{dB}$ 時の仲上・ライスフェージング伝搬路における 4×3 の特性図

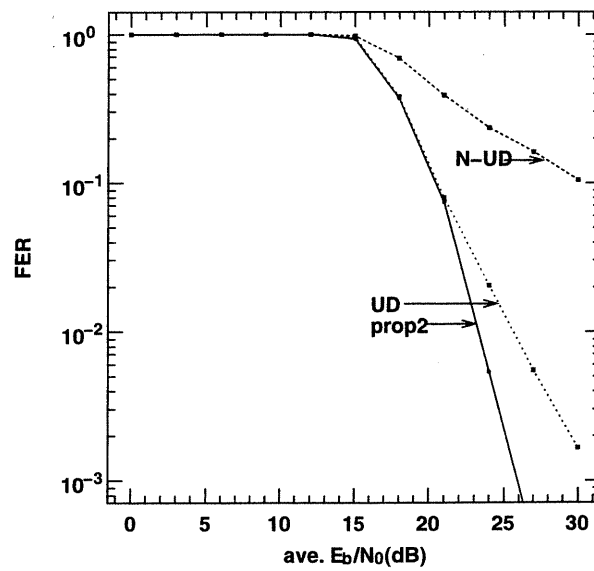


図 4.25: 2パス準静的伝搬路における 3×1 の特性図

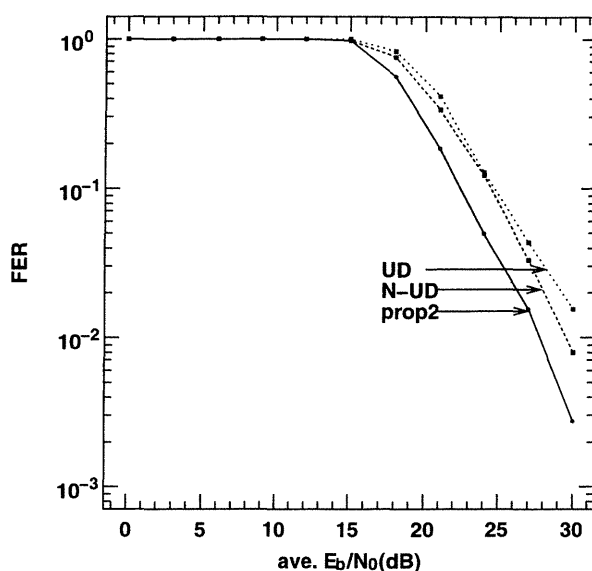


図 4.26: 2 パスレイリーフェージング伝搬路における 3×1 の特性図

を示す。符号化則は表 4.5 を用いた。図より提案符号は準静的伝搬路では $FER = 10^{-2}$ において UD に比べて 3dB の特性改善を実現している。レイリーフェージング伝搬路においては図より優れた特性を示すことが分かる。

4.10 まとめ

本章の内容をまとめる。4.1 節, 4.2 節では, 今回の符号化の構成を行う上で必要な UDC および逆トレリスの概念について数式を交えて説明した。4.3 節では上界, 下界を用いた符号化の構成法について提案した。4.5 節では 4.3 節で構成した符号を用いて計算機シミュレーションを行った。提案符号はレイリーフェージング伝搬路において優れた特性を示したが, 準静的伝搬路においては特に 3 信号, 4 信号と信号数が増えるにつれフロア誤りを起こし, 大幅な特性の劣化が見られた。そこでレイリーフェージング伝搬路での特性の良さを損ねることなく準静的伝搬路でも優れた特性を示す符号化の構成法について検討した。4.7 節ではそれまでの TC-16PSK に TC-16QAM を組み合わせる新たな符号化方式を提案した。この項では 3 信号, 4 信号において準静的伝搬路およびレイリーフェージング伝搬路で提案符号の特性を評価した。いずれの状況下でも提案符号は優れた特性を示した。また 4.8 節では仲上・ライスフェージング伝搬路における受信アンテナ間の相関を踏まえた上での検討を行った。送信機数 3, 受信アンテナ数 2 の TCC では一部 UDC 符号に比べて特性の劣化が見られた。送信機数 4, 受信アンテナ数 2, 送信機数 4, 受信アンテナ数 3 のシステムでは平均 E_b/N_0 の全域に渡って最良の特性を維持している。また 4.9 節では 1 シンボル遅延波が存在する場合の準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路における誤り率特性について評価した。2 信号の場合, 準静的伝搬路では提案符号の特性は UD に比べ劣化しているが, レイリーフェージング伝搬路では優れた特性を示している。また 3 信号, 4 信号の TCM では提案符号は準静的伝搬路, レイリーフェージング伝搬路のいずれにおいても最も優れた特性を示す。

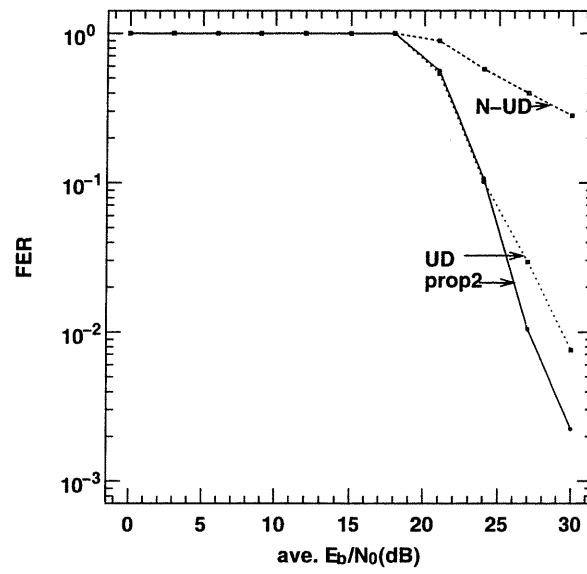


図 4.27: 2 パス準静的伝搬路における 4×1 の特性図

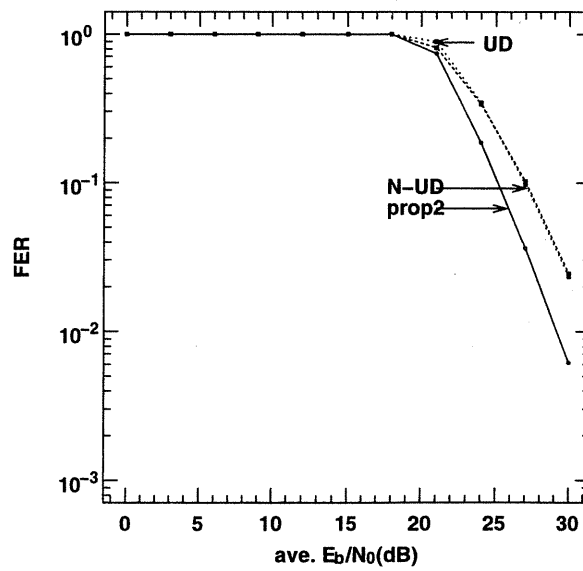


図 4.28: 2 パスレイリーフェージング伝搬路における 4×1 の特性図

第5章 結論

本研究では大容量無線通信を実現するとして近年注目を集めている時空間伝送方式の誤り率特性改善に関する検討を行った。具体的にはTCMを用いた方式について誤り率特性の上界、下界に関する検討、および優れた誤り率特性を実現するTCMのマッピングの検討を行った。

まず3章ではTCMの誤り率特性について数式を用いて考察した。最初にTCMの誤り率の上界および下界の近似式を導出した。2信号、3信号、4信号の場合についてこの近似式によって得られた値と、計算機シミュレーションによって算出した値を比較した。その結果高 E_b/N_0 においてシミュレーション結果は上界の近似値と下界の近似値の間に収束することを確認した。これにより近似式計算の妥当性を示した。なお誤差が生じる原因としては、エラーイベント数を1しか考慮していないことが挙げられる。特に3信号、4信号と信号数を増やした際に低 E_b/N_0 においてこのずれが顕在化している。今後の課題としてはエラーイベント数を増やした際の検討が考えられる。

次に4章では3章で導出したTCMの誤り率の上界、下界の近似式、およびUDCの概念を用いて符号化の構成法について検討した。始めに4状態TC-16PSKのみで構成したマッピングを評価した。2信号時の計算機シミュレーション特性においてはレイリーフェージング伝搬路にて優れた特性を示した。準静的伝搬路においても、準静的伝搬路に特化した符号ほどではないが良好な特性を示した。このマッピングを3信号、4信号へと拡張して誤り率特性の評価を行った。レイリーフェージング伝搬路では優れた特性を示すが、準静的伝搬路ではフロアを引き、高 E_b/N_0 において大幅な特性劣化を起こす。そこでレイリーフェージング伝搬路、準静的伝搬路の両方において誤り率特性の優れた符号の構成を目指した。具体的には4状態16PSKのみで行っていた変調方式に、4状態16QAMを組み合わせた。用いた16QAMの符号も3章で求めた上界、下界の近似値を用いて探索したものである。このように構成した符号を3信号、4信号に適用した。3信号では準静的伝搬路、レイリーフェージング伝搬路の両方において最良の特性を示し、4信号においても同様であった。また受信アンテナ間の相関も踏まえ、仲上・ライスフェージング伝搬路にて総合的に評価した。3信号においては受信アンテナ数2、3の場合ともにライスファクタ k が12以上になると、提案符号は準静的伝搬路に特化して設計した符号に比べ誤り率特性の劣化が起こる。4信号においては受信アンテナ数2、3の場合ともに提案符号は全域に渡り優れた特性を示す。また3信号、4信号で1シンボル遅延波の存在する環境についても検討を行った。本研究の提案符号は遅延波の存在する環境を想定して設計したものではないが、いずれの場合も最も優れた特性を示した。

今回は1信号で探索した符号を組み合わせて多信号系に拡張する手法を取ったが、信号数に応じた最適符号の探索を行う手法も考えられる。また変調方式として16PSKと16QAMを組み合わせて用いたが、さらに適した組み合わせ等についての検討も考えられる。本研究では室内伝送実験も同時に行なったが、符号化については従来の形式にとどまった。今回構成した符号を用いて室内伝送実験を行うことは今後の課題である。

参考文献

- [1] 村田英一, 吉田進, 竹内勉: トレリス符号化同一チャネル干渉波 キャンセル方式, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS93-75, pp. 39-46 (1993-11).
- [2] Murata, H. and Yoshida, S.: "Trellis-coded co-channel interference canceller for microcellular radio", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-45, No. 9, pp. 1088-1094 (Sept. 1996).
- [3] 吉野仁, 鈴木博: RLS-MLSE を拡張した適応干渉キャンセラ, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS92-120, pp. 25-30 (1993-1).
- [4] 松村善洋, 村田英一, 吉田進: トレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラにおけるインタリーブ適用効果と復号アルゴリズム, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS95-71, pp. 17-24 (1995-9).
- [5] 松村善洋, 村田英一, 吉田進: トレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラの演算量削減法, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS96-104, pp. 37-44 (1996-11).
- [6] 小池俊昭, 村田英一, 吉田進: 空間インタリーブによるトレリス符号化時空間伝送方式の周波数フラットフェージング特性改善, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2002-153, pp. 41-46 (2002-8).
- [7] Li, Y., Murata, H. and Yoshida, S.: "Uniquely decodable code for two-user multiple-access channel using complex-valued signal", *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E84-B, No. 3, pp. 581-588 (Mar. 2001).
- [8] 菊池慎吾, 村田英一, 吉田進: トレリス符号化時空間伝送方式の仲上フェージング伝搬路における特性改善効果, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2001-258, pp. 93-99 (2002-3).
- [9] 村田英一, 吉田進: 広帯域トレリス符号化時空間伝送システム, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2001-188, pp. 31-36 (2002-1).
- [10] 小池俊昭, 村田英一, 吉田進: 時空間伝送に用いるマルチユーザ受信機の室内伝送実験, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2001-259, pp. 101-106 (2002-3).
- [11] 椎崎耕太郎, 小池俊昭, 村田英一, 吉田進: トレリス符号化時空間伝送方式における空間インタリーブ適用効果の実験的評価, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2002-229, pp. 131-136 (2003-1).
- [12] 宮下和巳, 西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, 鷹取泰司, 長敬三: MIMO チャネルにおける固有ビーム空間分割多重 (E-SDM) 方式, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2002-53, pp. 13-18 (2002-5).
- [13] 西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, 鷹取泰司, 長敬三: 固有ビーム空間分割多重方式におけるチャネル推定誤差を考慮した場合の特性評価, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2002-94, pp. 25-30 (2002-7).
- [14] 原嘉孝, 平明徳, 関口高志: 送受信ビーム形成を用いる MIMO システムのウェイト制御法, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2002-152, pp. 33-40 (2002-8).
- [15] Foschini, G. J.: "Layered Space-Time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", *Bell Labs Technical Journal*, Vol. 1 (Autumn. 1996).
- [16] Sellathurai, M. and Haykin, S.: "Turbo-BLAST for high-speed wireless communications", *IEEE WCNC*, Vol. 2 (Sept. 2000).
- [17] Sellathurai, M. and Haykin, S.: "A simplified diagonal BLAST architecture with iterative parallel-interference cancellation receivers", *IEEE ICC*, Vol. 24 (Jun. 2001).

- [18] 李原: トレリス符号化干渉キャンセラにおける符号化と誤り率の理論検討, 京都大学大学院工学研究科修士論文 (1997-2).
- [19] 菊池慎吾: トレリス符号化時間空間伝送による周波数利用効率向上と誤り率改善に関する研究, 京都大学情報学研究科修士論文 (2002-2).
- [20] 菊池慎吾, 村田英一, 吉田進: トレリス符号化同一チャネル干渉波 キャンセル方式, 電子情報通信学会技術研究報告 RCS2001-258, pp. 93-99 (2002-3).
- [21] Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A. R.: "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication.
- [22] Forney Jr., G. D.: "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-18, No. 3, pp. 363-378 (May 1972).
- [23] Ungerboeck, G.: "Adaptive maximum-likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-22, No. 5 (May. 1974).
- [24] Forney Jr., G. D.: "The Viterbi algorithm", *Proc. of IEEE*, Vol. 61, No. 3, pp. 268-278 (Mar. 1973).
- [25] Haykin, S.: Adaptive filter theory, Prentice-Hall (1986).
- [26] 府川和彦, 鈴木博: 逐次最小二乗形適応最尤系列推定 (RLS-MLSE)-最尤推定理論の移動無線への応用-, 電子情報通信学会論文誌 (B) J76-B-II, pp. 202-214 (1993-4).
- [27] Ungerboeck, G.: "Channel coding with multilevel/phase signals", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. IR-28, No. 1 (Jan. 1982).
- [28] Baier, A. and Heinlich, G.: "Performance of M-algorithm MLSE equalizers in frequency-selective fading mobile radio channels ", *IEEE ICC'89* (1989).
- [29] MacNeil, K. D. and Simmons, S. J.: "Performance of Reduced Computation Trellis Decoders for Mobile Radio with Frequency Selective Fading", *IEEE ICC'91* (1991).
- [30] Duel-Hallen, A. and Heegard, C.: "Delayed decision-feedback sequence estimation.
- [31] Eyuboglu, M. V. and Qureshi, S. U. H.: "Reduced-state sequence estimation for coded modulation on intersymbol interference channels ", *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, Vol. 7, No. 6, pp. 989-995 (1989).
- [32] Murata, H., Fujiwara, A. and Yoshida, S.: "Computational complexity reduction of trellis-coded co-channel interference canceller ", *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E79-B, No. 3, pp. 342-353 (Mar. 1996).
- [33] Forney Jr., G. D.: "Lower bounds on error probability in the presence of large intersymbol interference", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-20 (1972).

主 要 論 文

- [1] 村田 英一, 吉田 進, “広帯域伝送用トレリス符号化時間空間伝送システム,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2001-188, pp. 31-36, Jan. 2002. (67)
- [2] 菊池 慎吾, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化時間空間伝送方式の仲上フェージング伝搬路における特性改善効果,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2001-258, pp. 93-99, Mar. 2002. (73)
- [3] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “時間空間伝送に用いるマルチユーザ受信機の室内伝送実験,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2001-259, pp. 101-106, Mar. 2002. .. (81)
- [4] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “空間インタリーブによるトレリス符号化時間空間伝送方式のフラットフェージング特性改善,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2002-153, pp. 41-46, Aug. 2002. (87)
- [5] 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “時空間伝送方式の ARQ 再送効率に関する一検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2002-228, pp. 125-130, Jan. 2003. (93)
- [6] 椎崎 耕太郎, 小池 俊昭, 村田 英一, 吉田 進, “トレリス符号化時空間伝送方式における空間インタリーブ適用効果の実験的評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2002-229, pp. 131-136, Jan. 2003. (99)